



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI  
CASSINO E DEL LAZIO MERIDIONALE

Corso di Dottorato in  
Metodi, modelli e tecnologie per l'ingegneria  
curriculum Ingegneria Elettrica

Ciclo XXXII

Metodologie e set-up di misura per l'esecuzione di Test  
Non Distruttivi su materiali metallici

SSD: MISURE ELETTRICHE ED ELETTRONICHE  
ING-INF/07

Coordinatore del Corso  
Chiar.ma Prof.ssa Wilma Polini

Dottorando  
Antonio Rasile

Supervisore  
Chiar.mo Prof. Luigi Ferrigno  
Chiar.mo Prof. Marco Laracca





# INDICE

<b>INDICE DELLE FIGURE .....</b>	<b>VI</b>
<b>INDICE DELLE TABELLE.....</b>	<b>XVI</b>
<b>INTRODUZIONE.....</b>	<b>1</b>
<b>CAPITOLO 1. I CONTROLLI NON DISTRUTTIVI.....</b>	<b>6</b>
1.1        Generalità .....	6
1.2        Tipologia di difetti riscontrabili.....	8
1.2.1    Difetti di produzione.....	8
1.2.2    Difetti di esercizio .....	9
1.3        I metodi di indagine non distruttiva.....	10
1.3.1    Esami visivi .....	11
1.3.2    Liquidi penetranti .....	12
1.3.3    Termografia .....	14
1.3.4    Radiografia .....	14
1.3.5    Olografia.....	16
1.4        Conclusioni.....	17
<b>CAPITOLO 2. IL METODO DELLE CORRENTI INDOTTE .....</b>	<b>18</b>
2.1        Introduzione.....	18
2.2        Proprietà elettriche e magnetiche dei materiali .....	19
2.2.1    Conducibilità elettrica .....	19
2.2.2    Permittività elettrica .....	20
2.2.3    Permeabilità magnetica .....	21
2.3        Il metodo delle Correnti Indotte .....	21
2.3.1    Impedenza.....	23
2.3.2    Piano delle impedenze.....	25
2.3.3    La geometria del campione e della bobina .....	27
2.3.4    Descrizione del sistema sonda-campione .....	29
2.4        Strumentazione per il metodo a Correnti Indotte .....	31
2.4.1    Tipologie di sonde per EC.....	31
2.4.2    Configurazione delle sonde per EC.....	32
2.5        Applicazioni del metodo a Correnti Indotte .....	34



2.5.1	Rilevazione di cricche con il metodo EC .....	34
2.5.2	Modelli dei difetti .....	37
2.6	Conclusioni.....	39
<b>CAPITOLO 3.</b>	<b>LA SONDA PER EC-NDT PROPOSTA .....</b>	<b>40</b>
3.1	Introduzione.....	40
3.2	La sonda per EC-NDT realizzata .....	42
3.2.1	Il sistema di eccitazione.....	46
3.2.2	Il sistema di rilevazione del campo magnetico.....	48
3.2.3	Il sistema di calibrazione della sonda.....	54
3.3	Il setup sperimentale.....	56
3.3.1	La stazione di misura.....	56
3.3.2	Le condizioni di prova.....	58
3.4	Figure di merito e primi risultati sperimentali.....	60
3.4.1	Analisi dei risultati sulla cricca da 1 mm di lunghezza .....	62
3.4.2	Analisi dei risultati sulla cricca da 5 mm di lunghezza .....	67
3.4.3	Analisi dei risultati sulla cricca da 1 cm di lunghezza .....	69
3.5	Conclusioni.....	73
<b>CAPITOLO 4.</b>	<b>OTTIMIZZAZIONE DELLA SONDA PER EC-NDT.....</b>	<b>74</b>
4.1	Introduzione.....	74
4.2	I sensori TMR.....	75
4.3	Caratterizzazione metrologica del sensore TMR2905 .....	79
4.3.1	Valutazione dell'incertezza del sensore TMR2905.....	82
4.4	Comparazione delle prestazioni del sensore TMR 2905 con il sensore GMR AAH002-02 .....	84
4.5	Il sensore triassiale realizzato .....	86
4.6	Analisi dei risultati sperimentali.....	90
4.6.1	Condizioni di prova .....	91
4.6.2	Analisi dei risultati sulla cricca da 1 mm di lunghezza .....	93
4.6.3	Analisi dei risultati sulla cricca da 5 mm di lunghezza .....	95
4.6.4	Analisi dei risultati sulla cricca da 8 mm di lunghezza .....	96
4.6.5	Analisi dei risultati sulla cricca da 1 cm di lunghezza .....	97
4.6.6	Conclusioni.....	98
4.7	Confronto con lo strumento commerciale Nortec 600 .....	99
4.7.1	Analisi dei risultati sperimentali.....	100
4.8	Confronto con una sonda a doppio avvolgimento.....	105
4.9	Conclusioni.....	106

## **CAPITOLO 5. ACCENNI TEORICI DEI METODI DI ISPEZIONE**

	<b>ULTRASONICI.....</b>	<b>109</b>
5.1	Introduzione.....	109
5.2	Onde ultrasoniche.....	110
5.2.1	Onde longitudinali o di compressione.....	111
5.2.2	Onde trasversali o di taglio.....	111
5.2.3	Onde superficiali .....	112
5.2.4	Onde di Lamb .....	112
5.3	Parametri caratteristici della propagazione degli US .....	113
5.3.1	La pressione acustica.....	113
5.3.2	La frequenza .....	113
5.3.3	La lunghezza d'onda.....	114
5.3.4	La velocità di propagazione acustica.....	114
5.3.5	L'impedenza acustica .....	116
5.3.6	L' intensità acustica .....	116
5.4	Propagazione in fascio largo e fascio stretto .....	116
5.5	Fenomeni relativi alla propagazione degli ultrasuoni .....	117
5.5.1	Il principio di Huygens.....	118
5.5.2	La geometria del campo di irradiazione .....	120
5.6	Le leggi della riflessione e della trasmissione.....	123
5.6.1	La riflessione e la trasmissione.....	123
5.6.2	La riflessione da strati sottili .....	125
5.7	La rifrazione e la conversione del modo .....	126
5.8	Attenuazione degli ultrasuoni nel passaggio attraverso un mezzo .....	128
5.9	I trasduttori ultrasonici .....	128
5.9.1	Trasduttori piezoelettrici .....	129
5.9.2	Trasduttori elettrostrittivi.....	130
5.9.3	Trasduttori magnetostrittivi .....	130
5.9.4	Trasduttori per contatto a fascio normale.....	130
5.9.5	Trasduttori per contatto a fascio inclinato .....	131
5.9.6	Trasduttori per contatto doppi .....	131
5.10	Il modello elettrico equivalente dei trasduttori.....	131
5.10.1	Il segnale e lo spettro di frequenza di un trasduttore US.....	133
5.11	Le tecniche di controllo ultrasonico .....	134
5.11.1	La tecnica per riflessione.....	135

5.11.2	La tecnica per trasmissione .....	136
5.12	La misura di spessore con gli ultrasuoni .....	137
5.13	Rappresentazione del segnale US.....	139
5.13.1	Rappresentazione A-SCAN.....	139
5.13.2	Rappresentazione B-SCAN .....	140
5.13.3	Rappresentazione C-SCAN .....	141
<b>CAPITOLO 6.</b>	<b>COMPARAZIONE DEI METODI US-NDT.....</b>	<b>144</b>
6.1	Introduzione.....	144
6.1.1	Il generatore di impulsi e i segnali di eccitazione .....	146
6.1.2	Il condizionamento e l'elaborazione del segnale US .....	148
6.2	La stazione di misura.....	150
6.2.1	I segnali di eccitazione .....	153
6.2.2	I metodi di filtraggio e di elaborazione del segnale .....	155
6.3	Le figure di merito considerate.....	158
6.4	Sperimentazione dei metodi .....	159
6.4.1	Analisi dei risultati sul caso di studio n.1 .....	161
6.4.2	Analisi dei risultati sul caso di studio n.2.....	171
6.4.3	Analisi dei risultati sul caso di studio n.3.....	179
6.5	Conclusioni.....	189
<b>CONCLUSIONI</b>	<b>.....</b>	<b>192</b>
<b>APPENDICE A</b>	<b>.....</b>	<b>194</b>
<b>APPENDICE B</b>	<b>.....</b>	<b>197</b>
<b>APPENDICE C</b>	<b>.....</b>	<b>204</b>
<b>RIFERIMENTI</b>	<b>.....</b>	<b>205</b>

# **INDICE DELLE FIGURE**

Figura 1.1: Ispezione non distruttiva con la tecnica dell'esame visivo .....	11
Figura 1.2: Fasi di una ispezione non distruttiva con la tecnica dei liquidi penetranti 1) preparazione della superficie, 2) applicazione del liquido, 3) rimozione del liquido in eccesso, 4) ispezione.....	13
Figura 1.3: Ispezione non distruttiva con la tecnica termografica.....	14
Figura 1.4: Ispezione non distruttiva con la tecnica dei raggi X .....	15
Figura 1.5: Ispezione non distruttiva con la tecnica olografica .....	16
Figura 2.1: Rappresentazione del fenomeno fisico su cui si basa il metodo non distruttivo delle correnti indotte.....	22
Figura 2.2: Schema elettrico equivalente di una sonda per EC-NDT.....	23
Figura 2.3: Rappresentazione della caratteristica di una sonda EC-NDT nel piano delle impedenze .....	25
Figura 2.4: Variazione dell'impedenza di una sonda EC nel piano delle impedenze al variare del materiale.....	26
Figura 2.5: Spessore di penetrazione delle Correnti Indotte.....	29
Figura 2.6: Circuito rappresentativo del sistema sonda – campione .....	30
Figura 2.7: Applicazione di una sonda EC di superficie su un campione di calibrazione (a) e corrispondente variazione di impedenza (b).....	36
Figura 2.8: Riferimenti dimensionali utilizzati per descrivere fessure superficiali perpendicolari ed inclinate: d = profondità, t = spessore, w = larghezza, $\theta$ = angolo di inclinazione. ....	37
Figura 2.9: Variazione della componente di impedenza di una sonda a singola bobina durante la scansione superficiale di un blocchetto metallico contenente cricche della stessa profondità ma con gradi di inclinazione diversi .....	38
Figura 3.1: Densità di corrente indotta nel materiale mediante: (a) una sonda a singolo avvolgimento in allineamento planare; (b) una sonda a doppio avvolgimento in allineamento planare; (c) una sonda a singolo avvolgimento in allineamento perpendicolare.....	43
Figura 3.2: Densità corrente $j_0$ all'interno del materiale in funzione della profondità z per diversi valori della distanza d tra le bobine, ad una frequenza di 100 Hz. ....	43

Figura 3.3: Densità di corrente indotta nel materiale mediante: (a) una sonda a singolo avvolgimento e (b) una sonda a doppio avvolgimento .....	47
Figura 3.4: Il sistema di eccitazione sviluppato per la sonda EC .....	48
Figura 3.5: Range di sensitività dei più comuni magnetometri in commercio .....	49
Figura 3.6: Struttura multistrato dei sensori GMR .....	52
Figura 3.7: Caratteristiche metrologiche dei sensori GMR prodotti da NVE .....	53
Figura 3.8: Caratteristica di uscita del sensore GMR AAH-002 a) senza polarizzazione b) con polarizzazione parziale c) con polarizzazione ottimale, P: punto di lavoro ...	54
Figura 3.9: Il sistema di posizionamento e di polarizzazione del sensore .....	55
Figura 3.10: Foto del prototipo di sonda EC-NDT realizzato .....	56
Figura 3.11: Schema a blocchi della stazione di misura per EC-NDT realizzata.....	58
Figura 3.12: Campione rappresentativo delle caratteristiche geometriche del difetto e del percorso di scansione seguito rispetto all'asse di sensibilità del sensore MR parallelo (a) e ortogonale (b) rispetto all'orientazione del difetto. ....	58
Figura 3.13: Tipica mappa dei colori di un EC-NDT ricostruita su un campione con difetto al centro. La regione interna al rettangolo rosso è la zona del difetto, quella esterna al rettangolo giallo è la zona senza difetto. ....	61
Figura 3.14: Sonda EC-NDT di riferimento a singola bobina.....	62
Figura 3.15: Mappa dei colori ottenuta utilizzando la sonda a doppio avvolgimento sul caso n.1 con diversi valori di corrente di eccitazione. ....	63
Figura 3.16: Mappa dei colori ottenuta utilizzando la sonda a singolo avvolgimento sul caso n.1 con diversi valori di corrente di eccitazione .....	64
Figura 3.17: Rappresentazione comparativa per il caso n.1, tra la sonda a doppio avvolgimento (linea blu continua) e la sonda a singolo avvolgimento (linea rossa tratteggiata), sulla posizione y relativa al massimo valore ottenuto .....	65
Figura 3.18: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento e singolo avvolgimento sul caso n.1.....	66
Figura 3.19: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento e singolo avvolgimento sui casi n.1 (a), n.2 (b), n.3 (c) e n. 4 (d).....	66
Figura 3.20: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento e singolo avvolgimento sui casi n.5 (a), n.6 (b), n.7 (c) e n. 8 (d).....	68
Figura 3.21: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento e singolo avvolgimento sui casi n.9 (a), n.10 (b), n.11 (c) e n. 12 (d).....	68
Figura 3.22: Mappa dei colori ottenuta utilizzando la sonda a doppio avvolgimento sul caso n.13 con diversi valori di corrente di eccitazione. ....	70

Figura 3.23: Mappa dei colori ottenuta utilizzando la sonda a singolo avvolgimento sul caso n.13 con diversi valori di corrente di eccitazione. ....	70
Figura 3.24: Rappresentazione comparativa per il caso n.13, tra la sonda a doppio avvolgimento (linea blu continua) e la sonda a singolo avvolgimento (linea rossa tratteggiata), sulla posizione y relativa al massimo valore ottenuto .....	71
Figura 3.25: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento e singolo avvolgimento sul caso n.13 .....	72
Figura 3.26: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento e singolo avvolgimento sul caso n.14 .....	72
Figura 4.1: Layout del sensore di campo magnetico tri-assiale prodotto dalla MultiDimension .....	76
Figura 4.2: Caratteristica di uscita della TMJ verso le polarizzazioni degli strati ferromagnetici, in funzione del campo magnetico applicato .....	77
Figura 4.3: Schema a blocchi della stazione di misura per la caratterizzazione del sensore TMR .....	80
Figura 4.4: Funzione di trasferimento DC (a) e caratteristica di sensibilità (b) del sensore TMR .....	81
Figura 4.5: Caratteristica di sensibilità AC (a) e funzione di trasferimento AC (b) e del sensore TMR2905 .....	81
Figura 4.6: Mappa dei colori ottenuta utilizzando la sonda a doppio avvolgimento con sensore TMR sul caso n.1 con diversi valori di corrente di eccitazione .....	84
Figura 4.7: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento con sensore GMR e con sensore TMR sul caso n.1. ....	85
Figura 4.8: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento con sensore GMR e con sensore TMR sul caso n.2. ....	86
Figura 4.9: Layout del sensore TMR2905: a) DFN8 e b) SOP8 .....	87
Figura 4.10: Posizione del punto di sensibilità del sensore TMR2905 .....	88
Figura 4.11: Layout del sensore triassiale realizzato: a) prima dell'assemblaggio, assemblato con: b) profilo laterale e c) profilo frontale.....	89
Figura 4.12: Posizionamento del sensore triassiale all'interno della sonda EC realizzata .....	90
Figura 4.13: Campione rappresentativo delle caratteristiche geometriche del difetto e del percorso di scansione seguito rispetto agli assi di sensibilità del sensore TMR parallelo (a), ortogonale (b) e obliquo (c) rispetto all'orientazione del difetto .....	91

Figura 4.14: Mappa dei colori ottenuta utilizzando la sonda a doppio avvolgimento con sensore TMR triassiale sul caso n.1 con diversi valori di corrente di eccitazione .....	93
Figura 4.15: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento, con sensore triassiale TMR, per ogni asse, sui casi n.1 (a), n.2 (b), n.3 (c), n.4 (d), n.5 (e) e n.6 (f).....	94
Figura 4.16: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento, con sensore triassiale TMR, per ogni asse, sui casi n.7 (a), n.8 (b) e n.9 (c). ....	95
Figura 4.17: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento, con sensore triassiale TMR, per ogni asse, sui casi n.10 (a), n.11 (b), n.12 (c), n.13 (d), n.14 (e) e n.15 (f). ....	96
Figura 4.18: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento, con sensore triassiale TMR, per ogni asse, sui casi n.16 (a), n.17 (b), n.18 (c), n.19 (d), n.20 (e) e n.21 (f). ....	97
Figura 4.19: Strumento commerciale Nortec 600 della Olympus .....	99
Figura 4.20: Sonde EC di superficie (a) e spot (b) dello strumento Nortec 600 .....	100
Figura 4.21: Mappa dei colori ottenuta utilizzando lo strumento Nortec 600 con la sonda di superficie sui casi n.2 (a), n.7 (b) e n.8 (c) .....	101
Figura 4.22: Comparazione dei SNR calcolati per lo strumento Nortec 600 con la sonda di superficie sui casi n.2, n.7 e n.8. ....	102
Figura 4.23: Mappa dei colori ottenuta utilizzando lo strumento Nortec 600 con la sonda di superficie sui casi n.1 (a), n.10 (b) e n.12 (c) .....	103
Figura 4.24: Comparazione dei SNR calcolati per lo strumento Nortec 600 con la sonda spot sui casi n.1, n.10 e n.12. ....	104
Figura 4.25: Caratteristiche geometriche della sonda a doppio avvolgimento presentata in [48].....	105
Figura 5.1: Rappresentazione grafica della propagazione delle onde ultrasoniche a) longitudinali, b) trasversali, c) superficiali, di Lamb d) simmetriche e e) antisimmetriche.....	112
Figura 5.2: Rappresentazione grafica di un'onda di pressione in funzione del tempo (o distanza), T: periodo .....	114
Figura 5.3: Rappresentazione grafica di un'onda di pressione, $\lambda$ : lunghezza d'onda .....	114
Figura 5.4: Propagazione del fascio ultrasonico in a) fascio largo b) fascio stretto	117
Figura 5.5: Relazione tra fronti d'onda e raggi di propagazione .....	118

Figura 5.6: Sorgente sferica elementare e relativi fronti d'onda in condizione $d \ll \lambda$ .....	119
Figura 5.7: Ostruzione dei successivi fronti d'onda per mezzo delle onde elementari (Principio di Huygens).....	119
Figura 5.8: Campo di irradiazione di un trasduttore circolare piano (valori normalizzati rispetto a $P_0$ ).....	121
Figura 5.9: Campo di irradiazione di un trasduttore cilindrico piano.....	122
Figura 5.10: Campo di irradiazione, presentato in prospettiva, di un trasduttore cilindrico piano .....	122
Figura 5.11: Fenomeno di trasmissione e riflessione parziali all'interfaccia fra due mezzi A e B con differente impedenza acustica Z – $P_i$ : pressione dell'onda incidente – $P_r$ : pressione dell'onda riflessa – $P_t$ : pressione dell'onda trasmessa.....	124
Figura 5.12: Fenomeno della rifrazione e della conversione del modo all'interfaccia fra due mezzi A e B con differente impedenza acustica Z – L: onda longitudinale – T: onda trasversale – $\alpha_L$ : angolo di riflessione - $\beta_L$ : angolo di rifrazione .....	126
Figura 5.13: Fenomeno piezoelettrico in una cella di cristallo di quarzo a) equilibrio elettrostatico b) deformazione imposta.....	129
Figura 5.14: Circuito elettrico equivalente di un trasduttore ultrasonico .....	132
Figura 5.15: Oscillazioni libere smorzate .....	133
Figura 5.16: Rappresentazione del segnale impulsivo con rispettive frequenze armoniche.....	134
Figura 5.17: Tecnica ultrasonica in riflessione (pulse-echo) a) in assenza di difetto si ha solo l'eco di fondo (F) - b) con discontinuità si ha anche l'eco del difetto (D)..	135
Figura 5.18: Tecnica ultrasonica in trasmissione, a) in assenza di difetto e b) con discontinuità si ha che l'eco di fondo (F) viene attenuato .....	136
Figura 5.19: Misura di spessore con tecnica pulse-echo .....	138
Figura 5.20: Misura di spessore con trasduttore doppio ad emittente e ricevente separate .....	139
Figura 5.21: Rappresentazione A-Scan del segnale ultrasonico.....	140
Figura 5.22: Rappresentazione B-Scan del segnale ultrasonico .....	141
Figura 5.23: Rappresentazione C-Scan del segnale ultrasonico .....	142
Figura 6.1: Schema a blocchi della stazione di misura US-NDT realizzata.....	152
Figura 6.2: Interfaccia grafica del software realizzato per l'esecuzione dei US-NDT .....	153
Figura 6.3: Esempio di elaborazione del segnale con il metodo della correlazione incrociata.....	156



Figura 6.4: Esempio elaborazione del segnale con il metodo del matched filter ....	157
Figura 6.5: Interpretazione grafica della figura di merito rapporto segnale rumore (SNR) .....	158
Figura 6.6: Caratteristiche geometriche dei campioni con difetti di tipo cricca (a), corrosione (b) e con entrambi i difetti (c). .....	160
Figura 6.7: Segnale US con eccitazione chirp per il caso n.1: a) segnale di eccitazione chirp, b) segnale ricevuto senza denoising, c) segnale ricevuto con denoising FIR e d) segnale ricevuto con denoising wavelet.....	162
Figura 6.8: Segnale US con eccitazione sinusoidale per il caso n.1: a) segnale di eccitazione sinusoidale, b) segnale ricevuto senza denoising, c) segnale ricevuto con denoising FIR e d) segnale ricevuto con denoising wavelet.....	162
Figura 6.9: Segnale US con eccitazione impulsiva per il caso n.1: a) segnale di eccitazione treno di impulsi, b) segnale ricevuto senza denoising, c) segnale ricevuto con denoising FIR e d) segnale ricevuto con denoising wavelet.....	163
Figura 6.10: Segnale US con eccitazione chirp post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelet e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.1 .....	164
Figura 6.11: Segnale US con eccitazione sinusoidale post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelet e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.1 .....	164
Figura 6.12: Segnale US con eccitazione impulsiva post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelet e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.1 .....	165
Figura 6.13: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati per il caso n.1 .....	167
Figura 6.14: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.1 .....	167
Figura 6.15: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati per il caso n.2 .....	168

Figura 6.16: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.2 .....	168
Figura 6.17: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.1 .....	169
Figura 6.18: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.1 .....	170
Figura 6.19: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.2 .....	170
Figura 6.20: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.2 .....	171
Figura 6.21: Segnale US con eccitazione chirp post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelt e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.4 .....	172
Figura 6.22: Segnale US con eccitazione sinusoidale post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelt e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.4 .....	172
Figura 6.23: Segnale US con eccitazione impulsiva post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelt e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.4 .....	173
Figura 6.24: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.3 .....	174
Figura 6.25: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine	

barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.3 .....	175
Figura 6.26: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.4 .....	175
Figura 6.27: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.4 .....	176
Figura 6.28: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.3 .....	177
Figura 6.29: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.3 .....	178
Figura 6.30: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.4 .....	178
Figura 6.31: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.4 .....	179
Figura 6.32: Segnale US con eccitazione chirp post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelt e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.6 .....	180
Figura 6.33: Segnale US con eccitazione sinusoidale post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelt e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.6 .....	181
Figura 6.34: Segnale US con eccitazione ad impulso post elaborazione con Matched filter a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelt e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.6 .....	181

Figura 6.35: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto da restrizione, b) del difetto da cricca e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da restrizione, e) del difetto da cricca e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.5 .....	183
Figura 6.36: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto da restrizione, b) del difetto da cricca e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da restrizione, e) del difetto da cricca e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.5 .....	183
Figura 6.37: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto da cricca, b) del difetto da restrizione e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da cricca, e) del difetto da restrizione e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.6 .....	184
Figura 6.38: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto da cricca, b) del difetto da restrizione e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da cricca, e) del difetto da restrizione e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.6 .....	184
Figura 6.39: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto da restrizione, b) del difetto da cricca e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da restrizione, e) del difetto da cricca e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.5 .....	186
Figura 6.40: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, , a) del difetto da restrizione, b) del difetto da cricca e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da restrizione, e) del difetto da cricca e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.5 .....	186
Figura 6.41: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto da cricca, b) del difetto da restrizione e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da cricca, e) del difetto da restrizione e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.6 .....	187

Figura 6.42: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto da cricca, b) del difetto da restrizione e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da cricca, e) del difetto da restrizione e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.6 ..... 187

## **INDICE DELLE TABELLE**

Tabella 1: I campioni considerati e le relative caratteristiche dei difetti .....	59
Tabella 2: Caratteristiche metrologiche dei sensori di campo magnetico analizzati .	77
Tabella 3: Parametri metrologici del sensore TMR 2905 e del sensore GMR AAH002-02 .....	83
Tabella 4: I campioni considerati e le relative caratteristiche dei difetti .....	92
Tabella 5: Parametri dei segnali di eccitazione .....	154
Tabella 6: Parametri dei campioni. Le distanze sono valutate rispetto alla posizione della sonda US sul campione. ....	161

# INTRODUZIONE

Con l'avvento di Industria 4.0, la manutenzione predittiva e il controllo della produzione di componenti e materiali sono diventati elementi cruciali della produzione industriale. Contestualmente, nelle moderne economie industriali, caratterizzate da una crescente complessità ed interdipendenza tra i vari settori tecnici ed economici, i temi della qualità, dell'affidabilità e della sicurezza sono da tempo all'attenzione di operatori e studiosi.

Inoltre, l'introduzione di materiali innovativi e l'incremento del volume di scambio dei prodotti industriali a livello internazionale, ha rafforzato nelle aziende la consapevolezza riguardo le problematiche connesse con la qualità, al fine di ottenere un prodotto affidabile, tecnicamente valido ed economicamente competitivo.

Tuttavia, per affrontare in modo efficace tali tematiche e presentarsi sul mercato con prodotti caratterizzati da un'elevata qualità ed affidabilità, occorre ovviamente essere in grado di prevenire eventuali anomalie che possono alterare le caratteristiche strutturali e/o funzionali dei prodotti.

In questo contesto, le tecniche di indagine non distruttiva, ancor più che in passato, stanno diventando sempre più importanti per guidare correttamente le attività di produzione e manutenzione e per assicurare la qualità e l'affidabilità di un prodotto.

Infatti, senza alterare la struttura e/o geometria iniziale del manufatto, gli esami non distruttivi consentono di verificarne l'integrità strutturale al fine di prevenire sia l'insorgere di difetti durante le fasi di lavorazione, sia il verificarsi di eventuali incidenti in fase di esercizio. Queste tecniche devono garantire alti livelli di affidabilità, puntando alla riduzione dei costi e dei tempi di ispezione.

È opportuno inoltre sottolineare che queste esigenze vanno ben oltre l'obiettivo di competitività delle imprese, in quanto investe molteplici aspetti, coinvolgendo non solo problemi di natura economica. È facile infatti intuire, che l'esistenza di una costante verifica dei cicli produttivi e dell'affidabilità dei manufatti risulta di interesse prioritario in tutti quei casi in cui siano preminenti gli aspetti di sicurezza preventiva verso l'uomo e verso l'ambiente; basti pensare a quei settori quali il nucleare, il petrolchimico, l'aerospaziale e similari, ove la qualità dei prodotti è di fondamentale

importanza per la sicurezza di mezzi e persone, nonché per la salvaguardia dell'ambiente.

L'esigenza di affidabilità spesso comporta la necessità di rilevare difetti più piccoli e più profondi mediante la scansione di aree estese dei campioni testati, senza causare però l'esplosione dei costi di manutenzione e di produzione. Questo aspetto è di vitale importanza per i settori industriali come l'aerospazio, i trasporti pubblici, l'automotive, etc., in cui l'insorgenza di difetti, anche molto piccoli, può compromettere l'integrità delle strutture e la sicurezza dei cittadini.

Entrando nello specifico delle prove non distruttive, queste rappresentano il complesso di esami, prove e rilievi condotti impiegando metodi che non alterano il materiale e non richiedono la distruzione o l'asportazione di campioni dalla struttura in esame.

Esistono diverse tipologie di prove non distruttive, che si basano su principi fisici differenti, come gli ultrasuoni, i campi magnetici ed elettromagnetici, i liquidi penetranti, l'emissione acustica, le radiazioni penetranti ad alta energia, l'emissione termica, etc. I risultati delle indagini condotte applicando questi metodi sono alla base per la valutazione della qualità di un prodotto, per l'esame dell'integrità strutturale di un componente, per la diagnosi e ricerca delle cause di malfunzionamenti di macchinari.

La storia dell'applicazione industriale di questi metodi di indagine è piuttosto recente ed alcuni di essi derivano da analoghe applicazioni sviluppate in campo diagnostico medicale, basti pensare agli esami radiografici, risonanze magnetiche o ecografie.

Lo scenario applicativo delle prove non distruttive è infinitamente vasto, tali tecniche infatti, trovano largo impiego soprattutto all'interno dei settori industriali più sensibili da un punto di vista della sicurezza, come il settore aeronautico, ferroviario, automobilistico, petrolifero, nucleare, chimico, navale, civile, etc. L'applicazione dei metodi di indagine non distruttivi riguarda sia i materiali impiegati in questi settori, come metalli, compositi, plastiche, ceramiche sia i componenti derivati direttamente dall'impiego di questi materiali, come turbine, caldaie, valvole, pompe, motori, reattori nucleari, aerei, navi, treni, automobili, navicelle spaziali, piattaforme petrolifere, gasdotti, ponti, viadotti, dighe, edifici, etc. Un campo applicativo quindi, straordinariamente esteso e di estrema importanza per la qualità dei prodotti, per la sicurezza e l'affidabilità degli impianti, delle strutture, dei mezzi di trasporto e per la tutela dell'ambiente, dei beni strumentali e culturali.



È in tale contesto che si colloca l'attività di ricerca svolta, atta allo sviluppo di metodologie e set-up di misura per l'esecuzione di prove non distruttive con la tecnica delle Correnti Indotte (ECT- Eddy Current Testing) e degli Ultrasuoni (UT- Ultrasound Testing).

Seppur tecnologicamente avanzati, le tecniche e gli strumenti per l'esecuzione dei test non distruttivi a correnti indotte e ad ultrasuoni attualmente in uso non sono privi di problemi e limitazioni. Ad esempio, per quanto riguarda i ECT, le limitazioni più importanti sono legate all'applicabilità ai soli materiali conduttori, alla possibilità di localizzare solo discontinuità superficiali o a profondità contenute, all'impiego di sonde differenti in funzione del difetto che si vuole analizzare (superficiale o sub-superficiale) o alla difficoltà nell'individuare la specifica tipologia del difetto. Per quanto concerne i UT invece, le limitazioni più importanti sono legate alla necessità di usare accoppianti per le sonde, alla perdita di sensibilità verso difetti sottili e paralleli alla direzione di propagazione del fascio ultrasonico, alle procedure di calibrazione dello strumento per ottenere una risposta al difetto facilmente riconoscibile, alla necessità di utilizzare segnali di eccitazione ad elevata energia ed alla difficoltà nell'individuare correttamente il risultato della misura.

Questi aspetti sono di fondamentale importanza al fine sia di valutare con maggiore sensibilità l'accettabilità del componente sotto test, sia di determinare le origini del difetto nella catena di produzione o in fase di esercizio, al fine di attuare le dovute azioni correttive.

Risulta quindi evidente la necessità di continuare ad investire in questo campo di ricerca, sviluppando nuove tecniche di indagine nonché progettando e realizzando nuove sonde e strumenti capaci di risolvere e superare alcuni se non tutti i problemi e le limitazioni di questi metodi di indagine non distruttiva e porsi all'avanguardia delle nuove necessità ispettive decretate dallo sviluppo tecnologico nei diversi settori disciplinari.

In tale contesto, tecnico, scientifico, economico e legislativo sono stati sviluppati due metodi di misura capaci di eseguire Test Non Distruttivi con la tecnica delle correnti indotte e degli ultrasuoni, ognuno dei quali con uno specifico settore applicativo.

In particolare, per quanto riguarda il filone dell'attività di ricerca, riguardante i metodi di indagine non distruttiva a correnti indotte, saranno analizzate ed implementate soluzioni di sonde a basso consumo energetico coadiuvate dall'impiego di sensori di campo magnetico, con lo scopo di aumentare la sensibilità del metodo a

profondità investigative maggiori di quelle ispezionabili con le attuali soluzioni disponibili.

Per quanto concerne il filone dell'attività di ricerca, riguardante i metodi di indagine non distruttiva ad ultrasuoni, saranno investigati nuove tipologie di segnali di eccitazione, nuovi metodi di condizionamento digitale e di elaborazione del segnale che permettano una migliore accuratezza del processo di misurazione, una maggiore velocità di ispezione e una maggiore sensibilità rispetto a varie tipologie di difetti, in strutture di dimensioni considerevoli.

In dettaglio, nel Capitolo 2 viene presentato il metodo delle correnti indotte, con particolare riferimento al loro principio di funzionamento ed applicativo ed alle proprietà che ne identificano le prestazioni.

Nel Capitolo 3, viene riportata la soluzione di sonda proposta, evidenziando sia le peculiarità che i limiti più importanti, rispetto alle attuali soluzioni adottate.

In particolare, vengono illustrati i passaggi della fase progettuale, l'implementazione e la realizzazione della soluzione adottata.

Inoltre, viene illustrato il setup sperimentale, per la caratterizzazione della sonda ed i risultati dei test eseguiti per evidenziare le prestazioni nella fase di rilevamento dei difetti.

Nel Capitolo 4, l'attività di ricerca è poi proseguita mettendo a punto un sistema di rilevazione, che permettesse di migliorare le prestazioni della sonda realizzata.

In particolare, viene illustrato il processo realizzativo, la caratterizzazione e l'implementazione, del sensore di campo magnetico triassiale realizzato.

Vengono inoltre, illustrati il setup sperimentale ed i risultati dei test eseguiti, per la caratterizzazione del sensore.

Infine, vengono illustrati i risultati dei test eseguiti con il prototipo di sonda realizzato, evidenziando i miglioramenti in termini di sensibilità nella rilevazione dei difetti, rispetto ai risultati ottenuti con la precedente soluzione proposta ed alle attuali soluzioni disponibili.

Per quanto riguarda il metodo ad ultrasuoni, nel Capitolo 5, vengono presentati i principi teorici del metodo, con particolare riferimento al loro principio di funzionamento ed applicativo ed alle proprietà che ne identificano le prestazioni.

Nel Capitolo 6, vengono investigati diverse tipologie di segnali di eccitazione, nuovi metodi di condizionamento digitale e di elaborazione del segnale che permettano di ottenere una migliore accuratezza del processo di misurazione, una maggiore velocità di ispezione e una maggiore sensibilità rispetto a varie tipologie di difetti, con particolare riferimento all'analisi di barre metalliche.

Viene presentata la stazione di misura realizzata per l'esecuzione dei test non distruttivi ad ultrasuoni, che permette un'analisi real-time dell'esame eseguito, mediante un software appositamente sviluppato.

Infine, vengono presentati i risultati delle prove sperimentali eseguite, atte a identificare la migliore combinazione delle diverse tipologie di segnali di eccitazione, condizionamento digitale ed elaborazione dati considerati, per la rilevazione dei difetti in strutture come le barre di alluminio.

# **CAPITOLO 1. I CONTROLLI NON DISTRUTTIVI**

## **1.1 Generalità**

Secondo la definizione della American Society for Non-Destructive Testing (ASNT): “Il controllo non distruttivo determina le condizioni strutturali di un oggetto, impiegando tecniche che non alterino o compromettano le funzionalità per le quali l’oggetto stesso è stato concepito” [1].

I Test Non Distruttivi (NDT) sono dunque, un insieme di metodologie investigative, non invasive, che mirano alla determinazione dell’integrità strutturale di un materiale, di un componente o di un manufatto, senza richiederne la distruzione o l’asportazione di campioni dallo stesso, e quindi senza procurarne alcun danno o stress che ne possa determinare la rottura o comprometterne l’utilizzo.

Per chiarezza si può dire che, in contrapposizione, sono invece Prove Distruttive quelle usualmente adottate per determinare, su campioni e provette, le caratteristiche meccaniche, chimiche o metallografiche dei materiali ed a seguito delle quali il pezzo esaminato non è più utilizzabile [1]-[5].

Esistono diverse tipologie di NDT, che si basano su principi fisici differenti, come gli ultrasuoni, i campi magnetici ed elettromagnetici, i liquidi penetranti, l’emissione acustica, le radiazioni penetranti ad alta energia, l’emissione termica, etc. I risultati delle indagini condotte applicando questi metodi sono alla base per la valutazione della qualità di un prodotto, per l’esame dell’integrità strutturale di un componente, per la diagnosi e ricerca delle cause di malfunzionamenti di macchinari.

La storia dell’applicazione industriale di questi metodi di indagine è piuttosto recente ed alcuni di essi sono derivano da analoghe applicazioni sviluppate in campo diagnostico medicale, basti pensare agli esami radiografici, risonanze magnetiche o ecografie.

Lo scenario applicativo dei NDT è infinitamente vasto, tali tecniche trovano largo impiego soprattutto all’interno dei settori industriali più sensibili da un punto di vista della sicurezza, come il settore aeronautico, ferroviario, automobilistico, petrolifero,

nucleare, chimico, navale, civile, etc. L'applicazione dei NDT riguarda sia i materiali impiegati in questi settori, come metalli, compositi, plastiche, ceramiche sia i componenti derivati direttamente dall'impiego di questi materiali, come turbine, caldaie, valvole, pompe, motori, reattori nucleari, aerei, navi, treni, automobili, navicelle spaziali, piattaforme petrolifere, gasdotti, ponti, viadotti, dighe, edifici, ecc.

Un campo applicativo quindi, straordinariamente esteso e di estrema importanza per la qualità dei prodotti, per la sicurezza e l'affidabilità degli impianti, delle strutture, dei mezzi di trasporto e per la tutela dell'ambiente, dei beni strumentali e culturali [1]-[5].

L'applicazione dei NDT, soprattutto nell'ambito della produzione industriale è strettamente correlato al Controllo della Qualità (C.Q.), cioè all'insieme di attività che permettono di rilevare e misurare le caratteristiche di un prodotto, di un procedimento o di un impianto, verificando che a fronte di parametri e valori preventivamente definiti, rispetti determinati standard [4].

Da questa osservazione emerge che, l'applicazione dei NDT, non è solo una funzione esecutiva di prove ed esami, ma è anche e soprattutto una gestione dei risultati, una elaborazione diagnostica degli stessi ed una attività di individuazione di eventuali azioni correttive. In altre parole, l'insieme degli esiti dei collaudi e la loro interpretazione, permette di localizzare le fasi di lavorazione ove più frequentemente si originano le cause di scarto ed i motivi che le producono. Ciò induce ad intervenire con le verifiche di qualità sempre più a monte nel processo produttivo, sino all'origine, ossia ai materiali base da lavorare. Tale cammino è fortemente coadiuvato dallo sviluppo dei mezzi di indagine che la tecnica ha messo a disposizione per gli esami non distruttivi dei materiali e dei prodotti di lavorazione.

In quest'ottica, meglio si comprende quali effettivamente sia la collocazione ed il ruolo dei NDT all'interno di un processo industriale, [4].

Va sottolineato però, che i NDT, non trovano applicazione esclusiva all'interno della fase di produzione o sul prodotto finale, ma vengono impiegati anche nelle azioni di monitoraggio preventivo, su prodotti già in uso, con l'obiettivo di prevenire eventuali deterioramenti dell'oggetto esaminato, prima che questo vada incontro a rotture e provochi cedimenti strutturali lì dove impiegato.

L'importanza dei NDT risulta ancora più chiara se si considera che non è possibile costruire ed esercire materiali senza generare difetti, o pensare che questi non perdano le loro caratteristiche nel tempo. Quindi vengono identificati, per i difetti, degli standard di riferimento tali da garantire l'idoneità all'impiego del prodotto esaminato, [6].

## 1.2 Tipologia di difetti riscontrabili

I difetti che insorgono all'interno dei materiali sono numerosissimi e possono dipendere dalle cause più disparate; essi possono preesistere all'interno del materiale, essere conseguenza della lavorazione a cui sono sottoposti o ancora possono dipendere dall'esercizio a cui vengono disposti.

La varietà dei difetti riscontrabile evidenzia le difficoltà affrontate dagli operatori del settore e sottolinea il costante sviluppo di molteplici tecniche di indagine, ognuna con proprie peculiarità, e quindi naturale predisposizione ad essere applicata al caso specifico.

In questo contesto, risulta utile analizzare, almeno qualitativamente, le tipologie di difetti che possono presentarsi nei prodotti esaminati mediante indagine non distruttiva. Si può quindi operare una prima classificazione tra:

- difetti di produzione;
- difetti di esercizio.

### 1.2.1 Difetti di produzione

Sono essenzialmente tutti i difetti già presenti all'interno delle materie prime impiegate o che insorgono durante la fase realizzativa del prodotto finale, e possono essere suddivisi in funzione del processo a cui i materiali o i lavorati sono sottoposti:

- a. Difetti congeniti nel materiale: difetti che insorgono durante l'elaborazione in forno del bagno metallico (inclusione di ossidi, inclusione di solfuri, fiocchi).
- b. Difetti che insorgono nell'elaborazione del bagno metallico: durante questa fase possono venire a crearsi nei metalli, come l'acciaio, difetti che sono praticamente inevitabili perché conseguenza proprio della necessità di disossidare il bagno metallico stesso. Si parla cioè delle inclusioni endogene, soprattutto di silice ed alluminia. Si noti che le inclusioni di ossidi e solfuri, di cui si è parlato, sono da considerarsi difetti congeniti del materiale, a differenza delle inclusioni di silicati e alluminia, in quanto le prime derivano da non corrette operazioni metallurgiche (sono quindi difetti evitabili), mentre le seconde sono la naturale conseguenza di disossidazione e calmatura (processi necessari alla produzione, quindi questi difetti sono inevitabili).
- c. Difetti che insorgono durante il colaggio (lingotti e getti): è la fase di produzione dei metalli nella quale è possibile che compaia il maggior numero di difetti sia nel colaggio in lingotti che, ancor più, in getti. Le tipologie di difetti riscontrabili in questa categoria sono inclusioni, difetti di

cristallizzazione, difetti superficiali, difetti da segregazione, difetti da cavità di ritiro, cricche, difetti dovuti a raffreddatori o supporti non fusi.

- d. Difetti legati alle lavorazioni a caldo e a freddo: le lavorazioni a caldo consentono di passare dal pezzo colato (in genere lingotto) al pezzo intermedio o finito. Per l'esecuzione di questo tipo di lavorazione sono disponibili vari mezzi quali forgia, pressa e laminazione, ciascuno adatto per una particolare applicazione, per cui la bontà finale di un manufatto dipende anche dall'idoneità del mezzo di lavorazione scelto. Le varie possibilità di origine di difetti nelle lavorazioni a caldo possono dipendere da formatura a temperatura troppo bassa o troppo alta o dai processi di riscaldamento e raffreddamento troppo veloci. Le lavorazioni a freddo sono tutte quelle che avvengono a temperatura inferiore a quella di ricristallizzazione del materiale. Nelle lavorazioni a freddo la forma finale viene di regola raggiunta in più gradini attraverso cicli successivi di incrudimento e ricottura. Di regola il difetto che insorge nella lavorazione a freddo è sempre del tipo di strappamento del materiale, spesso sotto forma di strappi interni che riducono la sezione utile e provocano poi la rottura in fase di esercizio.
- e. Difetti conseguenti a inadeguato trattamento termico: possono essere di due tipi, difetti strutturali, consistono nel non ottenere il tipo di struttura e le caratteristiche meccaniche previste con il trattamento termico prescelto, e le lesioni, si originano, di regola, quando viene scelto un trattamento termico errato nei confronti dell'acciaio impiegato, o il trattamento viene condotto in modo errato.
- f. Difetti di saldatura: intesa come parte integrante del processo produttivo al fine di ottenere un prodotto finito.

### 1.2.2 Difetti di esercizio

Nel corso dell'esercizio un materiale può essere soggetto a vari inconvenienti che dipendono dalle condizioni operative alle quali è sottoposto, e che portano all'insorgenza di difetti. I principali difetti che si manifestano durante le condizioni operative sono:

- a. l'invecchiamento: dovuto alla variazione, durante il ciclo di vita utile, delle caratteristiche meccaniche di un materiale.
- b. L'usura: tipico fenomeno di danneggiamento superficiale che può realizzarsi in un gran numero di modi e in condizioni molto diverse. L'analisi del fenomeno è molto complicata perché esso risulta funzione di un gran numero

di variabili alle quali il materiale è sottoposto, come il tipo di carico, l'ambiente in cui lavora, la temperatura, la presenza di sostanze estranee, etc.

- c. La fatica: è il fenomeno di rottura di un materiale a un livello di sollecitazione inferiore al limite elastico dello stesso, a causa della ripetizione dello sforzo per un numero sufficiente di volte, e dovuta a difetti preesistenti sul pezzo.
- d. La corrosione: è il fenomeno di natura chimico-fisica che provoca il graduale decadimento delle caratteristiche del materiale in concorso con l'ambiente che lo circonda. Tipicamente si manifesta sui metalli, come un lento deterioramento, e se non tenuta opportunamente sotto controllo, può portare alla rottura del materiale.
- e. L'erosione: avviene preminentemente per azione meccanica ed è dovuta ad un liquido che, in genere, scorre vorticosamente a contatto con la superficie del materiale, provocando l'asportazione dello stesso dalle superfici con conseguente riduzione dello spessore.

### **1.3 I metodi di indagine non distruttiva**

La notevole varietà di difetti unita alla diversa natura dei materiali impiegati per la realizzazione dei prodotti finali, aventi le forme più disparate ha portato allo sviluppo di un notevole numero di tecniche di indagine non distruttiva.

Realizzare quindi, una distinzione dettagliata sull'applicabilità di ciascuna tecnica non distruttiva, in funzione del campo di impiego, risulta essere un compito assai oneroso ed arduo nel quale cimentarsi. Spesso infatti, si preferisce classificare le tecniche di indagine non distruttiva in funzione delle prestazioni che riescono a garantire. A tale merito, può essere fatta una classificazione di massima in:

- tecniche per indagini superficiali: idonee ad esaminare i materiali solo a livello superficiale;
- tecniche per indagini volumetriche: idonee a rilevare discontinuità site all'interno dei materiali;
- tecniche per indagini globali: idonee a verificare lo stato di un componente nella sua globalità.

Un altro fattore condizionante è legato al tipo di materiale testato, infatti non tutti i metodi si prestano ad indagare la vasta gamma di materiali impiegati in tutti i campi che necessitano di un'indagine di tipo non distruttivo. Nel seguito si riporta una panoramica sulle tecniche maggiormente utilizzate nei vari settori industriali.



### 1.3.1 Esami visivi

Probabilmente il più importante metodo di indagine non distruttiva di qualsiasi oggetto è l'esame visivo, Fig. 1.1. Infatti, in senso lato, tutti i risultati di ogni metodo di indagine devono essere visualizzati dall'operatore, per la loro registrazione ed interpretazione. Tuttavia, per esame visivo si intende soltanto l'ispezione degli oggetti ad occhio nudo o col solo ausilio di lenti od endoscopi a basso ingrandimento. Il principio si basa sull'impiego della luce come mezzo rivelatore dei difetti. Analizzando la direzione, l'ampiezza e la fase della luce riflessa o diffusa dalla superficie di un oggetto opaco, o trasmessa all'interno di un mezzo trasparente, si possono ottenere informazioni sullo stato fisico dell'oggetto in esame. Sebbene sia il metodo più naturale, richiede una discreta predisposizione all'osservazione ed una notevole esperienza, affinché possa rivelare all'operatore tutte le informazioni utili, potenzialmente disponibili. Anche il solo esame ad occhio nudo è molto più complesso di quanto non si creda e richiede una buona conoscenza dell'ottica e dell'illuminazione.



*Figura 1.1: Ispezione non distruttiva con la tecnica dell'esame visivo*

Gli esami visivi, come anche suggerito dalla norma di riferimento UNI EN 13018 [7], vengono generalmente suddivisi in:

- esami visivi diretti: impiegati quando vi è la possibilità di accedere visivamente (ad occhi nudo) ad una distanza dalla superficie in esame non maggiore di circa 60 cm e con una angolazione non inferiore a 30°;
- esami visivi remoti: utilizzati quando non vi è la possibilità di accedere direttamente alla superficie in esame. A tale scopo vengono utilizzate apparecchiature più o meno sofisticate, quali ad esempio specchi, telescopi,

endoscopi, fibre ottiche, telecamere, etc. In ogni caso, qualunque sia il mezzo utilizzato, gli strumenti devono avere una risoluzione almeno equivalente a quella dell'occhio umano.

Questo metodo, risulta vantaggioso, in quanto permette di identificare un numero rilevante di difetti quali cricche, corrosioni, alterazioni di colore dovuti a surriscaldamenti, erosioni, deformazioni, irregolarità della finitura superficiale, errori di montaggio di sistemi meccanici, variazioni dimensionali, etc. D'altro canto, uno dei principali limiti consiste nella possibilità di rilevare solo difetti affioranti in superficie, inoltre, la competenza tecnica e l'esperienza del personale addetto ai controlli sono essenziali per assicurare la sensibilità e l'affidabilità del risultato.

### **1.3.2 Liquidi penetranti**

L'ispezione mediante liquidi penetranti (LP), Fig. 1.2, è una delle tecniche non distruttive di più semplice impiego e meno onerosa per la rilevazione di discontinuità e cricche di varia natura. Risulta essere un metodo molto pratico, in quanto applicabile a qualsiasi tipo di materiale non poroso. Esso consiste nello stendere sulla superficie in esame uno speciale liquido, solitamente oleoso e di colore variabile e/o fluorescente, dotato di bassa tensione superficiale, buona bagnabilità e particolari proprietà fisiche che ne consentono la penetrazione per capillarità all'interno delle discontinuità. A valle della rimozione del liquido eccedente dal pezzo in esame, mediante lavaggio con acqua corrente fredda, viene applicato, su tutta la superficie da esaminare, uno speciale materiale assorbente, detto rilevatore, che riporta in superficie il liquido introdottosi nella discontinuità in modo da lasciare un segnale di dimensioni maggiori del difetto che lo ha generato e fornire così una indicazione visibile dello stesso.

Rispetto all'ispezione visiva, questo metodo rende più agevole per l'operatore la valutazione dei difetti, essenzialmente perché le indicazioni fornite hanno dimensioni significativamente maggiori di quelle del difetto e ciò rende possibile individuare anche cricche aventi dimensioni al di sotto della soglia di risoluzione dell'occhio umano.

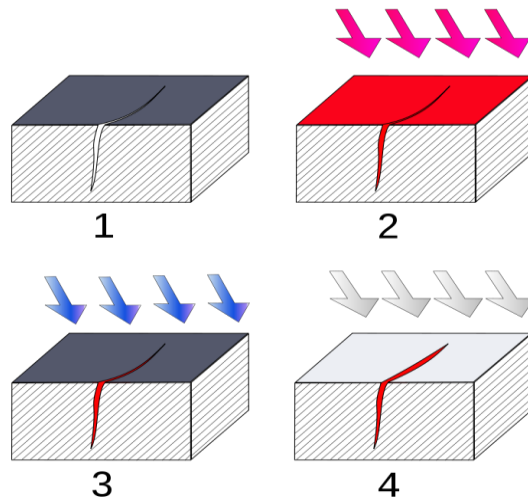


Figura 1.2: Fasi di una ispezione non distruttiva con la tecnica dei liquidi penetranti 1) preparazione della superficie, 2) applicazione del liquido, 3) rimozione del liquido in eccesso, 4) ispezione

Il riferimento normativo, per la tecnica con liquidi penetranti è la UNI EN ISO 3452-1 [8]; essa definisce dettagliatamente le fasi esecutive del test in:

- preparazione della superficie da esaminare;
- applicazione del liquido penetrante;
- rimozione del penetrante;
- asciugatura della superficie;
- applicazione del rivelatore;
- ispezione;
- pulizia finale.

La preparazione della superficie è uno dei passi più critici, in quanto deve essere completamente eliminata qualunque traccia di acqua, olio, grasso o altre sostanze che possono impedire o limitare l'accesso del liquido penetrante all'interno dei difetti. La Norma impone alcuni accorgimenti da prendere nelle diverse fasi del controllo, ad esempio il tempo di penetrazione deve essere compreso tra 5 e 60 minuti, in dipendenza della caratteristica specifica del prodotto impiegato ed è variabile in funzione del tipo di applicazione che si effettua.

Questa tecnica risulta essere molto sensibile alle piccole discontinuità superficiali, presenta un basso costo applicativo, una facile esecuzione ed interpretazione del risultato. Per contro si ha che possono essere rilevati solo difetti superficiali, occorre una preparazione accurata della superficie da testare, il tempo richiesto è elevato, e la qualità della prova dipende dall'esperienza dell'operatore.

### 1.3.3 Termografia

L'ispezione termografica, Fig.1.3, viene eseguita mediante l'osservazione della distribuzione di temperatura sulla superficie esaminata. Tipicamente, mediante telecamere termiche, viene ricostruita una mappa termografica dell'oggetto in esame, le variazioni di temperatura permettono di individuare la presenza di eventuali difetti. Possono essere utilizzati anche sensori ad infrarosso o vernici termiche.

Questo metodo di diagnosi è indicato soprattutto nei processi che coinvolgono flussi di calore, provocato da un fluido attraverso una conduttura, un processo d'attrito, effetto Joule, etc.

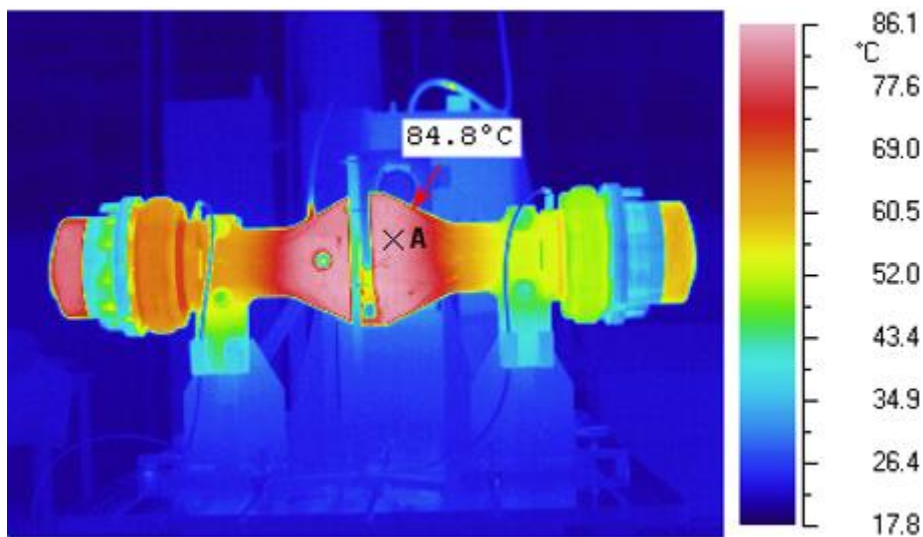


Figura 1.3: Ispezione non distruttiva con la tecnica termografica

L'esame termografico inoltre permette di ispezionare elementi in movimento come ingranaggi, alberi, dispositivi d'accoppiamento, pulegge, sistemi d'azionamento a catena, freni, frizioni etc.

La termografia si presta molto bene ad un monitoraggio a distanza, spesso inserito all'interno di un processo automatizzato. L'unico limite riscontrato riguarda la rilevazione di piccoli difetti, che si traduce in una distribuzione delle temperature troppo piccola perché sia misurabile.

### 1.3.4 Radiografia

Il metodo radiografico, Fig.1.4, è stato uno dei primi metodi di indagine non distruttiva ad essere introdotto in ambito industriale per esaminare lo stato di integrità interna dei materiali.

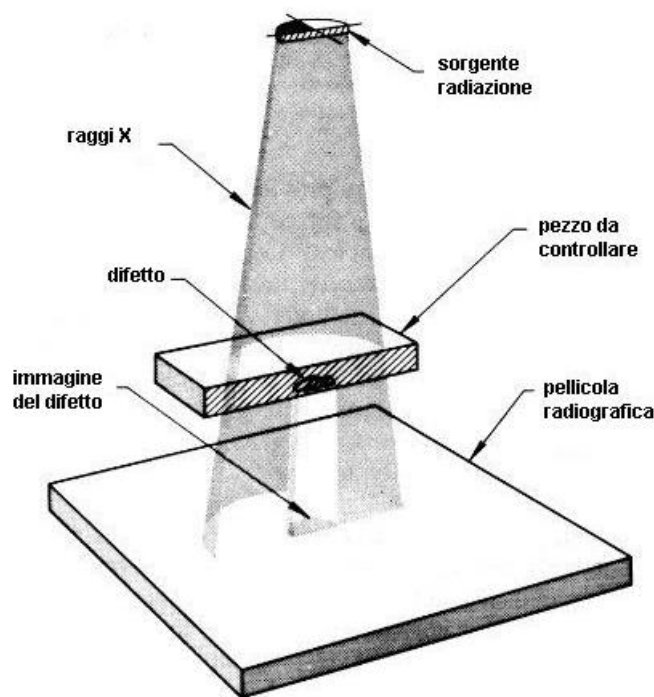
Il campione esaminato viene sottoposto a raggi X o  $\gamma$ , e l'attenuazione differenziale che i raggi subiscono, nell'attraversamento del materiale, consente di ottenere, su pellicola radiografica o su schermo, la rappresentazione della relativa immagine.

Dall'immagine ottenuta si possono ricavare diverse informazioni, come:

- presenza di difetti interni;
- variazioni della struttura reticolare del materiale;
- presenza di discontinuità del materiale.

L'indagine radiografica risulta molto efficiente, consente analisi approfondite e mirate, e può essere applicato anche su materiali non metallici.

Inoltre, l'interpretazione dei risultati è quasi immediata, anche se le immagini bidimensionali che si ottengono, in genere, non forniscono informazioni sulla profondità del difetto.



*Figura 1.4: Ispezione non distruttiva con la tecnica dei raggi X*

Il limite applicativo, di questo metodo, risiede nella pericolosità relativa all'esposizione ai raggi X o  $\gamma$  da parte dell'operatore, infatti tutte le disposizioni a riguardo sono riportate nella Norma di riferimento, UNI EN ISO 5579 [9], dove è esplicitamente contenuta la seguente avvertenza: "L'esposizione del corpo umano o di sue parti ai raggi X o  $\gamma$  può essere gravemente nociva per la salute. Ovunque siano in

uso apparecchiature a raggi X o sorgenti radioattive devono essere applicate le disposizioni legislative vigenti”.

Quindi è obbligatorio operare i test radiografici, in locali opportunamente protetti con schermature di piombo o con pareti di cemento armato. Anche nelle applicazioni esterne (per controlli in opera su impianti e cantieri industriali), mediante unità radiografiche mobili, è necessario, per legge, operare opportuni accorgimenti per la protezione e l'incolumità dei lavoratori e della popolazione.

D'altro canto, il sistema di indagine radiografica è una tecnica che permette la ricerca di difetti interni ed esterni ai materiali ed è applicabile su tutti i materiali (ghisa, acciai, alluminio e leghe leggere, materiali compositi, ceramiche, plastiche, etc.). In particolare, con l'impiego dei raggi X, si riescono ad analizzare spessori di circa 70 mm, mentre con i raggi  $\gamma$  si riesce ad arrivare anche a spessori di 180 mm.

### 1.3.5 Olografia

L'olografia, Fig. 1.5, è un metodo di registrazione del campo della luce diffusa da un oggetto su una lastra fotografica (ologramma) con riproduzione tridimensionale delle immagini. È un metodo non distruttivo di tipo prevalentemente ottico che si avvale di sorgenti luminose (laser) e sfrutta la proprietà ondulatoria della luce e il fenomeno dell'interferenza.

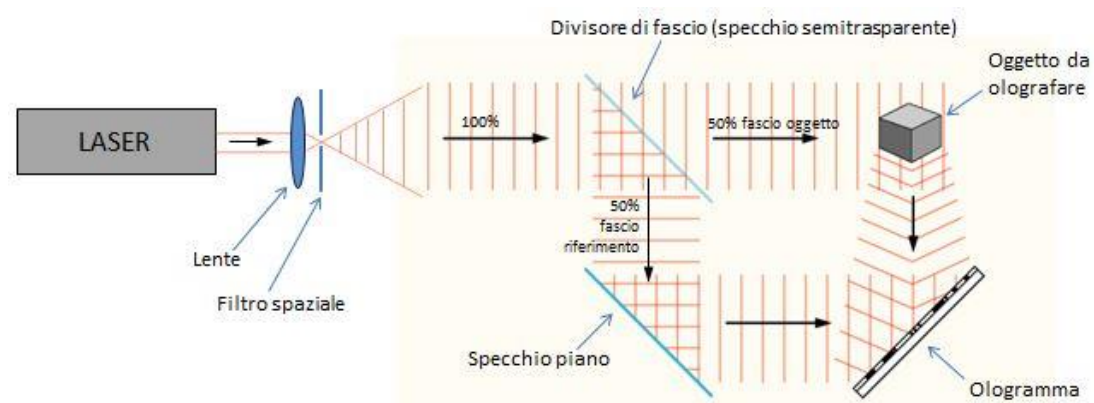


Figura 1.5: Ispezione non distruttiva con la tecnica olografica

Uno degli esempi più significativi della proprietà olografica è denominato interferometria olografica; essa consiste nel registrare sullo stesso ologramma due immagini di uno stesso oggetto in condizioni leggermente diverse, evidenziando, mediante la sovrapposizione dei campi ondulatori le deformazioni presenti sotto forma di un sistema di frange di interferenza.

Attualmente questa tecnica non è molto sviluppata ma si intravedono in un futuro prossimo numerosi vantaggi, come ad esempio l'alta sensibilità alle deformazioni dell'oggetto in esame, la possibilità di utilizzo del processamento digitale delle immagini per automatizzare le valutazioni dei risultati, la capacità di ispezione panoramica e la possibilità di indagare componenti di svariata forma, costituzione e dimensioni.

## 1.4 Conclusioni

I Controlli non Distruttivi sono diventati oggi giorno di fondamentale importanza soprattutto in quei settori critici quali il nucleare, il petrolchimico, l'aeronautico e l'aerospaziale, ove la sicurezza è il bene primario e viene preservata con stringenti controlli di qualità sui componenti utilizzati.

Infatti, mentre in passato le aziende sceglievano per volontà propria di implementare un sistema di controllo per ottenere benefici quali riduzione degli scarti, maggiore prestigio, etc., oggi giorno esistono precise disposizioni legislative a garanzia della qualità dei prodotti.

Come osservato fin ora, però, le informazioni circa la difettosità del materiale, fornite dai vari metodi non distruttivi, sono difficilmente traducibili in termini di danno. Infatti, si tratta di informazioni indirette, che in qualche modo devono essere interpretate rispetto alle caratteristiche del materiale o del prodotto di cui si vuole valutare l'applicabilità.

Per chiarire la relazione esistente tra il risultato della prova non distruttiva e la capacità del particolare esaminato di sopportare gli sforzi al quale è destinato, occorre innanzitutto definire una classificazione dei difetti secondo la loro pericolosità e, in particolare, si deve giungere a stabilire il limite di accettabilità per ciascun tipo di difetto.

Questo, insieme ad altri fattori, ha portato negli ultimi decenni ad un continuo sviluppo delle molteplici tecniche di indagine non distruttiva, che risultano spesso complementari tra loro.

Ognuna ha dei pregi, dei difetti e dei limiti che le rendono applicabili solo in specifici settori e per la ricerca di difetti ben definiti. Alcune di queste posseggono requisiti di sensibilità, affidabilità e versatilità molto alti, ma hanno di contro elevati costi quindi vengono utilizzate anch'esse solo per scopi specifici.

# CAPITOLO 2. IL METODO DELLE CORRENTI INDOTTE

## 2.1 Introduzione

Il metodo di test non distruttivo basato sul principio delle correnti indotte, ECT, come attualmente praticato, fu introdotto da Friedrich Forster negli anni '40, e da allora è stato un rapido progresso nel suo sviluppo. Prove a correnti parassite possono essere realizzate su tutti i materiali elettricamente conduttori, e consentono l'individuazione di cricche superficiali e sub-superficiali, misurazioni dello spessore per lastre metalliche e rivestimenti non metallici su substrati di metallo, valutazione della corrosione e misure di conducibilità elettrica e permeabilità magnetica, [10]-[14].

Un vantaggio importante dei test a correnti indotte rispetto ad altri metodi non distruttivi come ultrasuoni, particelle magnetiche e tecniche a caduta di potenziale, risiede nella assenza di contatto fisico con l'oggetto da testare e pertanto, non è necessaria una attenta preparazione della superficie da investigare (rimozione di aderenti metallici, accoppianti sonda materiale, etc.).

La pratica dei test a correnti indotte consiste nell'eccitare con una corrente alternata ad una certa frequenza una bobina, spesso chiamata bobina di eccitazione o semplicemente sonda, situata il più vicino possibile all'oggetto da testare. Il campo magnetico ( $H$ ), generato dalla bobina, induce un flusso di correnti elettriche, cioè correnti parassite, che seguono percorsi circolari all'interno di piani perpendicolari alla direzione di  $H$ , nel materiale da testare, secondo equazione, [10]-[14]:

$$\nabla \times H = J \quad 2.1$$

dove  $J$  è la densità di corrente, come dimostrato in Appendice B.

Queste correnti, a loro volta, generano un loro campo magnetico, campo magnetico di reazione, contrapposto a quello generato dalla bobina. Il campo magnetico di reazione interagisce con il campo magnetico primario generato dalla sonda e, la sua intensità dipende dalla quantità di corrente che fluisce attraverso la bobina. Misurando il campo magnetico a diverse distanze dalla bobina si osserva che la sua intensità decresce man mano che ci si allontana da essa. Per questa ragione si può quindi



affermare che, la quantità di correnti indotte, varierà al variare della distanza tra la bobina e la superficie del campione in esame, [10]-[14].

Avvicinando la sonda alla superficie dell'oggetto sotto test, si osservano inoltre, dei cambiamenti dell'impedenza della bobina, che può essere correlata al suo design e dimensioni, alla forma e alla posizione rispetto all'oggetto sotto test ed ai valori di permeabilità magnetica ( $\mu$ ) e conducibilità elettrica ( $\sigma$ ) di quest'ultimo. L'impedenza della bobina è influenzata anche da variazioni localizzate di  $\sigma$  e  $\mu$ , e dalla geometria dell'oggetto in prova, a causa della presenza di un difetto (discontinuità).

Poiché il metodo EC si basa sull'effetto prodotto da una qualsiasi discontinuità nel materiale di prova sul flusso delle correnti indotte, ne consegue che il sistema è tanto più sensibile quanto maggiore è l'intensità di tale flusso. Pertanto, per ragioni che verranno illustrate nei paragrafi successivi, il metodo risulta essere più idoneo per il rilevamento di difetti superficiali e sub superficiali.

Esiste comunque una relazione precisa tra la frequenza della corrente alternata applicata alla bobina, e la distribuzione delle correnti indotte all'interno del materiale in prova. Se la frequenza aumenta, le correnti indotte tendono a concentrarsi sempre più sulla superficie; viceversa, se diminuisce, queste si estenderanno più in profondità. La penetrazione varia anche in funzione della conducibilità elettrica e della permeabilità magnetica del materiale, [10]-[14].

Una analisi più approfondita di queste relazioni, sono riportate nei paragrafi seguenti.

## **2.2 Proprietà elettriche e magnetiche dei materiali**

Le proprietà, elettriche e magnetiche, di un materiale, possono essere correlate alle sue caratteristiche strutturali come durezza, composizione chimica, granulometria e resistenza. Di seguito vengono illustrate, le principali caratteristiche elettriche e magnetiche di un materiale che influenzano l'esecuzione di un test a correnti indotte.

### **2.2.1 Conducibilità elettrica**

La conducibilità elettrica ( $\sigma$ ) è una grandezza fisica che esprime la tendenza di un materiale a farsi attraversare dalla corrente elettrica. La  $\sigma$  di un materiale dipende dalla sua natura, composizione e struttura, ad es. granulometria e durezza, e anche dal suo stato fisico, come la temperatura. Ad una temperatura fissa, il valore di  $\sigma$  per un

campione di materiale omogeneo avente sezione trasversale uniforme  $A$  e lunghezza  $l$  sono indicate dalla relazione, [10]:

$$\sigma = \frac{l}{RA} = \frac{1}{\rho} \quad 2.2$$

dove  $R$  è la resistenza elettrica espressa in  $\Omega$ ,  $\rho$  è la resistività elettrica propria del materiale, espressa in  $\Omega\text{m}$  (ohm a metro) e  $\sigma$  in  $\text{Sm}^{-1}$  (Siemens per metro). Per buoni conduttori elettrici, i valori di  $\rho$  e  $\sigma$  hanno rispettivamente ordini di grandezza di 0,01-1  $\mu\Omega\text{m}$  e 1-100  $\text{MSm}^{-1}$  a temperatura ambiente. La conduzione che avviene in questi materiali è conseguenza del moto degli elettroni liberi quando viene applicata una forza elettromotrice (f.e.m.). Con un aumento di temperatura il valore  $\rho$  aumenta e il valore di  $\sigma$  si riduce. In altri materiali, ad esempio semiconduttori e dielettrici (o isolanti), non ci sono praticamente elettroni liberi di muoversi e il meccanismo della conduzione è diverso, cioè  $\rho$  diminuisce e  $\sigma$  aumenta con l'aumento della temperatura. A temperatura ambiente, i valori approssimativi di  $\rho$  e  $\sigma$  per i semiconduttori sono rispettivamente da 10  $\mu\Omega$  a 0,1  $\mu\Omega$  e da 10  $\text{Sm}^{-1}$  a 0,1  $\text{MSm}^{-1}$ . Per i dielettrici, le gamme corrispondenti sono da  $10^6$  a  $10^{16}$   $\Omega\text{m}$  e da  $10^{-16}$  a  $10^{-6}$   $\text{Sm}^{-1}$ .

### 2.2.2 Permittività elettrica

La permittività elettrica ( $\epsilon$ ) è fortemente legata alla suscettività elettrica, una proprietà del materiale che ne misura la predisposizione a polarizzarsi quando viene applicato un campo elettrico. La polarizzazione di atomi e molecole produce un campo elettrico aggiuntivo nel materiale, descritto attraverso il vettore induzione elettrica ( $D$ ), e la permittività elettrica ne quantifica l'entità per unità di carica elettrica, ed è espressa in Farad per metro ( $\text{Fm}^{-1}$ ), [10].

Tipicamente, il suo valore viene espresso come prodotto ( $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ ) della permittività relativa  $\epsilon_r$  e della permittività del vuoto  $\epsilon_0$  detta anche costante dielettrica del vuoto, che assume il valore di  $1/(36\pi 10^9)$   $\text{Fm}^{-1}$ . Poiché la permittività elettrica varia a seconda della direzione del campo elettrico rispetto al mezzo, essa è rappresentata attraverso un tensore, che è una descrizione locale funzione delle coordinate del punto e indipendente dalla scelta del sistema di riferimento. Solo in particolari condizioni, ovvero nel caso si consideri un materiale lineare, omogeneo e isotropo, tutte le componenti del tensore assumono stesso valore e la permittività può essere trattata come uno scalare, chiamato impropriamente costante dielettrica, [10].

La permittività di un materiale varia anche a seconda della frequenza del campo elettrico. Per descrivere tale dipendenza si utilizza una funzione complessa della

frequenza, attraverso la quale è possibile trattare la propagazione del campo elettromagnetico in mezzi dissipativi (cioè a conducibilità finita) o dispersivi (cioè le cui proprietà elettromagnetiche variano al variare della frequenza dei campi incidenti). Il valore in una data direzione della permittività è quindi un numero complesso, che permette di descrivere la proporzionalità e lo sfasamento fra la polarizzazione nel dielettrico e il campo esterno forzante. Quando si analizza la permittività dal punto di vista della frequenza del campo si nota che essa può presentare un comportamento anomalo in corrispondenza di certe lunghezze d'onda. Infatti, la parte immaginaria della permittività elettrica segue un andamento risonante in corrispondenza dei suoi poli, dove presenta uno o più picchi. In corrispondenza di questi picchi l'assorbimento da parte del materiale, dell'energia posseduta dal campo, è massimo.

### 2.2.3 Permeabilità magnetica

La permeabilità magnetica ( $\mu$ ) è una grandezza fisica che esprime l'attitudine di un materiale a lasciarsi magnetizzare in presenza di un campo magnetico. Per comodità, viene spesso utilizzata la permeabilità relativa  $\mu_r = \mu/\mu_0$ , dove  $\mu_0$  è la permeabilità magnetica dello spazio libero ed è uguale a  $4\pi \times 10^{-7} \text{ Hm}^{-1}$ . Il valore di  $\mu_r$  può essere maggiore dell'unità, spesso di quantità molto elevate, e per alcune sostanze (come ferro, cobalto, nichel) essa ha un comportamento che manifesta una certa isteresi, ovvero la permeabilità mostra una dipendenza dalle precedenti magnetizzazioni e smagnetizzazioni subite da tali materiali, come evidenziato in Appendice A. Le sostanze per le quali si verifica tale comportamento sono dette ferromagnetiche. Nelle sostanze non ferromagnetiche il valore della permeabilità magnetica differisce di poco rispetto a quella del vuoto, e si dividono in diamagnetiche (in cui la permeabilità relativa è minore di 1) e paramagnetiche (in cui la permeabilità relativa è maggiore di 1). Ciò si differenzia rispetto alla permittività elettrica, che può differire di molto dal valore nel vuoto e cambia sensibilmente a seconda della sostanza, assumendo però sempre valori maggiori rispetto a quello nel vuoto, [10].

## 2.3 Il metodo delle Correnti Indotte

Il metodo delle correnti indotte implica l'impiego di un campo magnetico variabile, prodotto da una bobina, che induce, all'interno del campione conduttore, delle correnti

superficiali. Come dimostrato in Appendice B, questo fenomeno si può spiegare grazie alla legge di Faraday, la quale stabilisce che ogni volta che un campo magnetico variabile si concatena con un conduttore, in quest'ultimo si generano delle correnti indotte, cui in generale si associano fenomeni dissipativi di energia; esse sono perciò chiamate correnti parassite o anche correnti di Foucault, [10]-[14].

Il campo magnetico associato  $H$ , quindi, induce il flusso di correnti elettriche, cioè correnti parassite, che seguono percorsi circolari all'interno di piani perpendicolari alla direzione di  $H$ , secondo equazione (2.1). Il flusso delle correnti indotte genera a sua volta un proprio campo magnetico variabile, il quale è sempre in opposizione a quello della bobina, Fig.2.1.

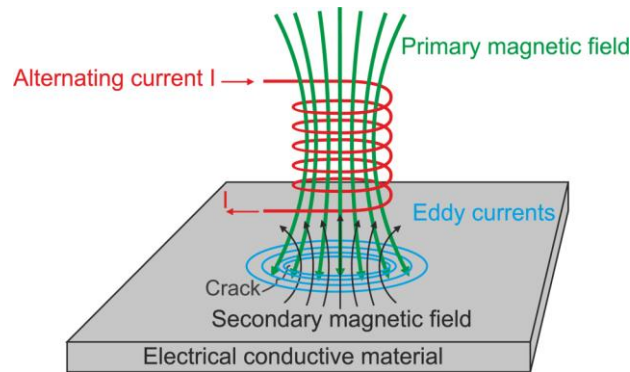


Figura 2.1: Rappresentazione del fenomeno fisico su cui si basa il metodo non distruttivo delle correnti indotte

Questa opposizione provoca una variazione nelle componenti dell'impedenza della bobina, che oltre ad essere funzione dei suoi parametri geometrici è strettamente collegata alle proprietà elettriche e magnetiche del materiale.

La bobina e il campione metallico rappresentano, rispettivamente, il primario e il secondario di un trasformatore e l'impedenza della bobina dipende dal comportamento delle correnti indotte.

Analizzando quindi le variazioni di impedenza nella bobina o le variazioni del campo magnetico di reazione è possibile individuare le caratteristiche strutturali del materiale sotto test, nonché la presenza di difetti all'interno dello stesso, [10]-[14].

Attualmente gli strumenti commerciali per l'esecuzione dei ECT basano il loro principio di funzionamento considerando le variazioni di impedenza, anche se, negli ultimi anni, seppure ancora in via sperimentale, l'impiego di sensori magnetici in grado di monitorare il campo magnetico di reazione si sta sviluppando in maniera considerevole.

Per meglio comprendere i principi di funzionamento del metodo di indagine non distruttiva basato sul principio delle EC, di seguito vengono richiamate alcune nozioni base dei parametri caratteristici di un test.

### 2.3.1 Impedenza

In generale, una sonda per test a correnti parassite è assimilabile ad una bobina, ossia può essere vista come un cavo avvolto in un certo numero di spire. Elettricamente viene rappresentata come una resistenza ( $R$ ) in serie ad una induttanza ( $L$ ), Fig.2.2.

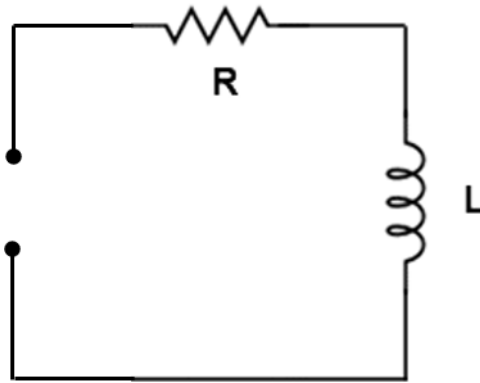


Figura 2.2: Schema elettrico equivalente di una sonda per EC-NDT

$R$  identifica la resistenza elettrica del cavo conduttore utilizzato per la realizzazione della bobina, e dipende esclusivamente dalle sue proprietà fisiche e geometriche, secondo la relazione, [10], [16], [17]:

$$R = \frac{\rho \cdot l}{S} = \frac{l}{S \cdot \sigma} \quad 2.3$$

Dove  $\rho = l/\sigma$  è la resistività elettrica del cavo conduttore utilizzato per la realizzazione della bobina, espresso in  $\Omega\text{m}$ ,  $l$  è la lunghezza del cavo ed  $S$  è la sua sezione.

$L$  invece è l'induttanza propria della bobina, che dipende dalla sua geometria, dal numero degli avvolgimenti (spire), e dal campo magnetico che si genera intorno alle spire, quando queste sono attraversate da una corrente alternata. Questo campo magnetico produce una forza elettromotrice (f.e.m.) descritta dalla legge d'induzione elettromagnetica di Faraday-Neumann-Lenz. Secondo tale legge la variazione del flusso magnetico ( $\Phi$ ) produce, in una spira concatenata, una forza elettromotrice esprimibile con la relazione, [10], [16], [17]:

$$E = - \frac{d\Phi}{dt} \quad 2.4$$

Il segno meno è dovuto al fatto che la f.e.m. generata nella spira deve essere tale da produrre (nel caso che la spira sia chiusa) una corrente il cui campo magnetico associato si opponga alla variazione del flusso ( $\Phi$ ) che l'ha generata. In altre parole, la f.e.m. indotta nella spira tende a reagire alla causa che l'ha prodotta, generando un campo (e quindi un flusso magnetico) opposto alla variazione del campo induttore.

Nel caso di correnti alternate di frequenza  $f$  e pulsazione  $\omega = 2\pi f$ , tale legge è esprimibile con la relazione  $E = \omega\phi = 2\pi f\phi$  nel caso di una singola spira, e con  $E = \omega N\phi$  se si tratta di una bobina con  $N$  spire concatenate. Un induttore di  $N$  spire percorso dalla corrente  $I$  produce un certo flusso magnetico  $\Phi$ . Il rapporto, [10], [16], [17]:

$$L = \frac{N\Phi}{I} \text{ [Henry]} \quad 2.5$$

è detto induttanza e rappresenta il flusso magnetico concatenato prodotto dall'induttore quando è percorso da una corrente pari ad  $I$ . Considerando ancora la legge dell'induzione elettromagnetica e introducendo la definizione d'induttanza, si può scrivere:

$$E = -L \frac{di(t)}{dt} \quad 2.6$$

Dove  $i(t)$  rappresenta il valore istantaneo della corrente. Tale legge dell'induzione elettromagnetica è il concetto fondamentale sul quale si basa il principio del metodo delle correnti indotte.

L'induttanza è determinata da diversi fattori quali: composizione chimica e sezione del cavo, numero, distanza, diametro e forma delle spire. Ne consegue che ciascuna bobina, in funzione della sua geometria e del numero di spire, ha un solo valore d'induttanza.

Quando l'induttanza della bobina viene messa in relazione alla frequenza ( $f$ ) applicata, prende il nome di reattanza induttiva ( $X_L$ ), identificata dalla seguente espressione:  $X_L = 2\pi fL = \omega L$ .

Considerando tutti i fenomeni descritti nel loro insieme, cioè resistenza del cavo e reattanza induttiva, si ottiene l'impedenza totale della bobina ( $Z$ ).

Il concetto di impedenza generalizza la legge di Ohm estendendola ai circuiti funzionanti in regime sinusoidale. Essa tiene conto dei fenomeni di consumo di energia elettrica e dei fenomeni di accumulo di energia elettromagnetica. L'impedenza è descritta matematicamente da un numero complesso, la cui parte reale rappresenta il

fenomeno dissipativo e corrisponde alla resistenza elettrica ( $R$ ), la parte immaginaria, detta reattanza ( $X$ ), è associata ai fenomeni energetici di accumulo, [10], [16], [17]:

$$Z = R + iX \quad 2.7$$

### 2.3.2 Piano delle impedenze

Si consideri un circuito in regime sinusoidale, in questo caso, le relazioni tra tensione e corrente del sistema (identificativo della sonda EC), sono descritte dalla sua impedenza. Essa è composta da una componente resistiva  $R$  e da una reattanza induttiva  $X_L$ . Quindi si possono identificare una tensione per la induttanza reattiva ed una per la resistenza, [10], [16], [17]:

$$V_1 = I \times X_L \quad 2.8$$

$$V_2 = I \times R \quad 2.9$$

Le due tensioni sono tra loro sfasate di  $90^\circ$  e, poiché il valore della corrente che fluisce nella reattanza induttiva e nella resistenza è lo stesso ad ogni istante, i valori delle tensioni possono essere divisi per il valore della corrente così da ottenere i relativi valori di reattanza induttiva e resistenza. Il diagramma che ne risulta è detto diagramma dei fasori e si utilizza per mostrare le relazioni di ampiezza e di fase di segnali di corrente alternata aventi stessa frequenza.

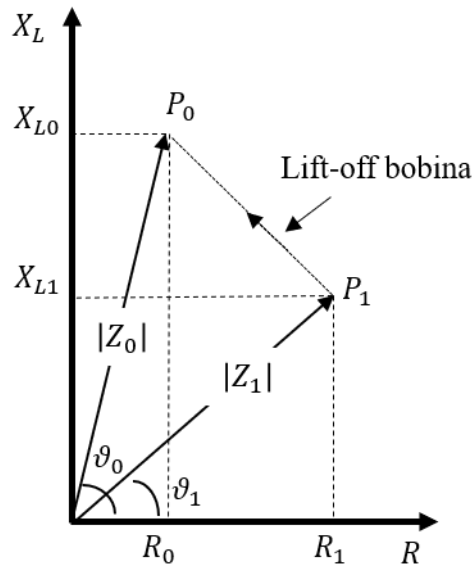


Figura 2.3: Rappresentazione della caratteristica di una sonda EC-NDT nel piano delle impedenze

Quando si variano i valori di  $X_L$  e  $R$ , varia di conseguenza la caduta di potenziale nel circuito e, se si considera che, la caduta di potenziale è strettamente legata a tali

parametri, essa nel piano delle impedenze viene, volta per volta, associata ad un fasore  $Z$  diverso:

$$Z = |Z|e^{i\theta} \quad 2.10$$

In generale quindi, la bobina è caratterizzata da una reattanza induttiva e da una resistenza propria, risulta ovvio che in assenza di materiale da testare la bobina avrà una impedenza caratteristica rappresentata da un punto sul piano delle impedenze di coordinate  $X_{L0}$  e  $R_0$ , Fig.2.3. Se la bobina è posta sul materiale sotto test, il campo originale della bobina viene modificato dal campo associato alle correnti indotte. Questa variazione di campo ha esattamente lo stesso effetto che si ottiene se le caratteristiche della bobina per il test venissero modificate.

Infatti, l'influenza che l'oggetto sotto test ha sulla bobina, può essere descritto efficacemente da una variazione nelle caratteristiche della bobina. Quindi l'impedenza apparente  $Z_0$  della bobina è sostituita da una nuova impedenza  $Z_I$  (corrispondente ad un nuovo valore di  $X_{LI}$  e di  $R_I$ ), per effetto del materiale in esame, Fig. 2.3. L'ampiezza e la direzione dello spostamento dell'impedenza da  $Z_0$  a  $Z_I$  dipendono dalle proprietà dell'oggetto sotto test.

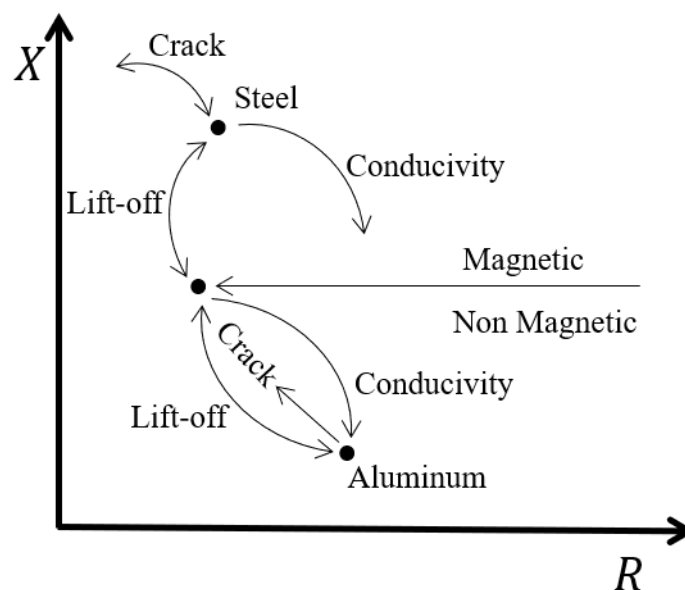


Figura 2.4: Variazione dell'impedenza di una sonda EC nel piano delle impedenze al variare del materiale

Ad esempio, nel grafico di Fig.2.4, sono riportati gli effetti che si verificano sulla impedenza di una bobina durante una misura con ECT, effettuata su due materiali con caratteristiche diverse tra loro.



Si consideri prima il caso di un materiale non magnetico, come l'alluminio. Quando la sonda (bilanciata in aria) viene posta sul materiale, la  $R$ , a causa del flusso delle correnti indotte nel materiale, aumenta, con conseguente diminuzione della  $X_L$ . In presenza di cricche o lesioni nel materiale, riescono a crearsi sullo stesso meno correnti indotte, provocando una conseguente diminuzione di  $R$  ed un aumento della  $X_L$ .

Nel caso di un materiale magnetico, come l'acciaio, la permeabilità magnetica del materiale concentra i campi magnetici della bobina e ciò accresce la forza del campo magnetico che copre quello prodotto dalle correnti indotte che fluiscono nel materiale, di conseguenza si ha un forte aumento della  $X_L$ .

L'ampiezza e la direzione di tali spostamenti nel diagramma, come detto, sono funzioni delle proprietà del materiale sottoposto a test, in particolare, conducibilità, dimensioni, e permeabilità magnetica. Sfruttando tali variazioni si determina la presenza o meno di difetti in un materiale.

Esistono numerosi fattori che influenzano la variazione delle componenti dell'impedenza della bobina, in seguito al campo di reazione generato dal flusso delle correnti indotte all'interno del campione conduttore. Quelli più importanti sono:

- la conducibilità del materiale;
- la geometria del campione e della bobina;
- la permeabilità magnetica del materiale.

### 2.3.3 La geometria del campione e della bobina

I fattori dimensionali che riguardano le variazioni dell'impedenza della bobina sono, [10]-[17]:

- *Spessore del materiale*: le correnti indotte non penetrano completamente all'interno del materiale, ma tendono a concentrarsi vicino alla superficie e progressivamente diventano meno intense, all'aumentare della distanza dalla superficie del materiale. Considerando una geometria monodimensionale dove il semispazio  $x > 0$  sia occupato da materiale conduttore omogeneo, il modulo delle correnti indotte segue la legge:

$$J(x) = J_0 e^{-\frac{\delta}{x}} \quad 2.11$$

Dove:

$J(x)$ : è il modulo del vettore densità di corrente funzione della profondità  $x$ ;

$J_0$ : è il modulo della densità di corrente sulla superficie del conduttore (per  $x=0$ );

$\delta$ : è lo spessore di penetrazione.

Tale tendenza delle correnti ad intensificarsi in superficie, come dimostrato in Appendice B, è nota come “effetto pelle” e la sua penetrazione (o skin depth)  $\delta$ , è espresso matematicamente dalla equazione:

$$\delta = 1/\sqrt{\pi\mu\sigma f} \quad 2.12$$

che rappresenta la distanza dalla superficie del campione al punto ( $x=\delta$ ) dove la densità di corrente è approssimativamente il 37% di quella alla superficie. Come si può osservare dall'equazione (2.12), la profondità di penetrazione delle correnti indotte dipende dalla conducibilità elettrica, dalla permeabilità magnetica e dalla frequenza della corrente che alimenta la bobina eccitatrice; in particolare, la penetrazione diminuisce all'aumentare della conducibilità e della permeabilità, Fig.2.5. Naturalmente, l'azione della permeabilità è assente nei materiali non ferromagnetici. L'unico parametro di esame controllabile dall'esterno, suscettibile ad influenzare la profondità di penetrazione è la frequenza. A frequenze abbastanza basse, i campi magnetici e le correnti indotte penetrano più profondamente nel materiale. A frequenze più alte, le correnti indotte sono limitate a uno strato sottile appena sotto la superficie e quindi le condizioni delle sezioni più profonde non possono essere verificate, mentre viene accresciuta la sensibilità delle correnti indotte verso le discontinuità superficiali. Comunque, va ricordato che le correnti indotte non cessano di esistere oltre la profondità standard di penetrazione. Il materiale deve presentare uno spessore di due o tre volte  $\delta$ , prima che questo cessi di condizionare significativamente l'impedenza della bobina eccitatrice.

- *Discontinuità*: il flusso della corrente indotta all'interno del materiale è influenzato dalla presenza di discontinuità come le cricche, la porosità, o le inclusioni. Le discontinuità causano una riduzione apparente delle correnti indotte nel materiale, con aumento della lunghezza del percorso lungo il quale la corrente deve scorrere. Questo comporta una riduzione del flusso di corrente e quindi una variazione nell'impedenza della bobina.
- *Effetto di Bordo*: le correnti indotte sono distorte quando l'estremità o bordo del campione è avvicinato alla bobina, in quanto non hanno dove scorrere. La distorsione comporta una non corretta indicazione, che è nota come “effetto di bordo”. Infatti, il bordo del campione si comporta qualitativamente come una cricca molto grande e quindi si manifesta una reazione molto forte, che maschera le variazioni dovute ad altri fattori. Per superare il problema dell'effetto di bordo, bisogna assicurare una opportuna distanza limite tra

bobina e bordo, la quale è misurata attraverso dei tentativi di avvicinamento della bobina al bordo, osservando che la lettura in uscita non venga influenzata dalla discontinuità.

- *Lift-off*: si può osservare che quando la bobina viene alimentata e tenuta in aria lontano dal conduttore, la sua impedenza ha un certo valore. Se la bobina viene avvicinata al conduttore, questo valore cambia sensibilmente. L'effetto lift-off, quindi, fa corrispondere a piccole variazioni nella spaziatura tra bobina e campione, una forte variazione d'impedenza, che può mascherare molte indicazioni inerenti alla rilevazione di un difetto.

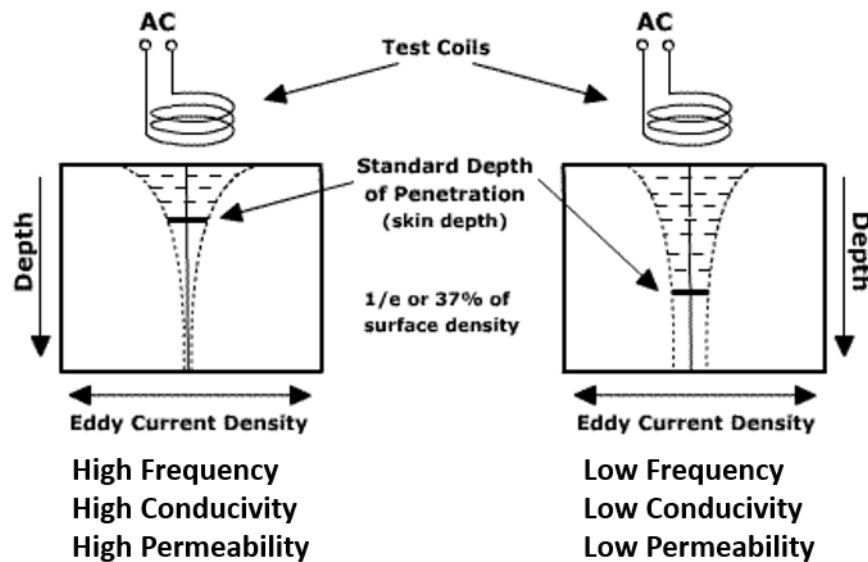


Figura 2.5: Spessore di penetrazione delle Correnti Indotte

### 2.3.4 Descrizione del sistema sonda-campione

Il principio fisico che governa il metodo delle correnti indotte permette di assimilare il sistema sonda-campione da analizzare al circuito mostrato in Fig.2.6.

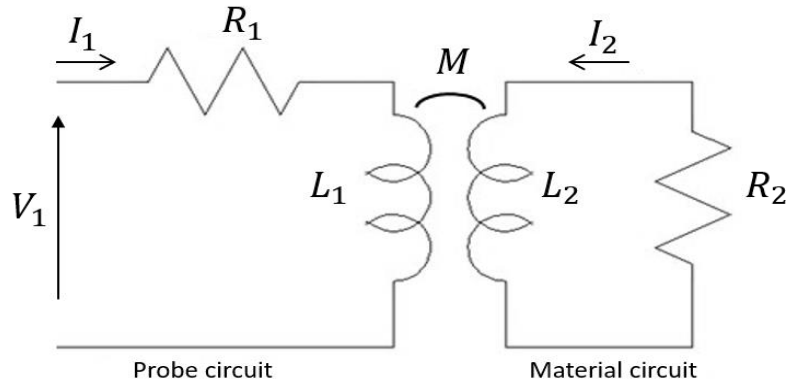


Figura 2.6: Circuito rappresentativo del sistema sonda – campione

Scegliendo di alimentare tale circuito in tensione, è possibile identificare le seguenti relazioni, [10]-[17]:

$$\bar{V}_1 = j\omega L_1 \bar{I}_1 + j\omega M_{12} \bar{I}_2 \quad 2.13$$

$$-R_2 \bar{I}_2 = j\omega M_{21} \bar{I}_1 + j\omega L_2 \bar{I}_2 \quad 2.14$$

dove  $M_{12} = M_{21} = M$  per cui è facile ricavare che:

$$-j\omega M \bar{I}_1 = (R_2 + j\omega L_2) \bar{I}_2 \quad 2.15$$

Dove  $R_2$  è una resistenza variabile che dipende dalle caratteristiche del materiale.

È possibile dimostrare che le correnti indotte, vengono generate nel materiale sotto test attraverso una mutua induzione.

Quando la sonda è connessa ad uno strumento per la rilevazione delle correnti indotte, può essere assimilata alla parte sinistra del circuito in Fig.2.7, mentre la parte destra di tale circuito rappresenta qualsiasi componente di materiale conduttivo.

Per cui, dall'equazione (2.15), si intuisce che al variare di  $R_2$ , varia la corrente  $\bar{I}_2$  che circola nel circuito di destra di Fig. 2.6. Ricordando, poi, che la corrente  $\bar{I}_1$  che circola nel circuito di sinistra è una corrente nota, si può pensare di esprimere  $\bar{I}_2$  in funzione di  $\bar{I}_1$ :

$$\bar{I}_2 = \frac{j\omega M}{(R_2 + j\omega L_2)} \bar{I}_1 \quad 2.16$$

Sostituendo tale valore di corrente nell'equazione (2.13) si ottiene che:

$$\bar{V}_1 = j\omega L_1 \bar{I}_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\omega L_2} \bar{I}_1 \quad 2.17$$

dividendo, adesso, per  $\bar{I}_1$  si ottiene il valore di impedenza  $Z_1$  al variare di  $R_2$

$$Z_1 = \frac{\bar{V}_1}{\bar{I}_1} = j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\omega L_2} \quad 2.18$$

## 2.4 Strumentazione per il metodo a Correnti Indotte

Gli strumenti impiegati nei controlli a correnti parassite sono presenti in commercio in una grande varietà di configurazioni, è possibile reperire sia strumenti analogici che digitali. Alcuni tipi sono progettati per essere utilizzati su postazioni fisse con la possibilità di automatizzare il controllo, molti altri sono invece strumenti portatili caratterizzati da semplicità d'uso e maneggevolezza, [18]-[23].

Si possono identificare due grandi famiglie di strumenti, i misuratori d'impedenza e gli analizzatori di fase, [18]-[23]:

- *Misuratori d'impedenza*: questi strumenti misurano le variazioni di corrente nel circuito quando, a causa di una discontinuità, l'impedenza della bobina cambia il suo valore di bilanciamento iniziale. La loro principale limitazione è data dall'impossibilità di separare le variabili del metodo.
- *Analizzatori di fase*: si differenziano dai precedenti, in quanto forniscono, attraverso un display, una visione diretta del piano d'impedenza di una bobina.

Essenzialmente la strumentazione utilizzata per condurre un test con il metodo EC è costituita da un generatore di corrente alternata collegato con la sonda (bobina di controllo) la quale è collegata ad uno strumento che elabora il segnale in uscita dalla sonda e ne fornisce la rappresentazione.

### 2.4.1 Tipologie di sonde per EC

Le sonde a correnti indotte sono disponibili in una grande varietà di forme e dimensioni. Uno dei vantaggi dell'ispezione con le EC, consiste nel fatto che le sonde possono essere progettate per una vasta gamma di applicazioni. Le sonde a correnti indotte sono classificate per la configurazione e la modalità di funzionamento delle bobine di prova, [18]-[23].

Per configurazione della sonda generalmente ci si riferisce al modo in cui la bobina viene realizzata per meglio accoppiarsi con l'area di prova di interesse, per esempio possono essere realizzate sonde per ispezionare la parte interna o esterna di tubazioni. La modalità di funzionamento si riferisce al modo in cui la bobina o le bobine sono cablate e interfacciate con le apparecchiature di prova. La modalità di funzionamento di una sonda cade generalmente in una di queste tre categorie: assoluta, differenziale e di riflessione, [18]-[23]:

- *Sonde assolute*: hanno generalmente una singola bobina che viene utilizzata per generare le correnti parassite. Misurando la variazione assoluta di

impedenza della bobina di prova, si possono acquisire numerose informazioni sul materiale in prova. Le bobine assolute sono ampiamente utilizzate per la loro versatilità e possono essere impiegate per individuare difetti, misure di conducibilità, misure lift-off e misure di spessore. Questo tipo di sonda fornisce una indicazione relativa alla sola area sottostante senza comparazioni con riferimenti esterni.

- *Sonde differenziali*: sono realizzate con due bobine avvolte in senso opposto, queste sonde sono in grado di fornire l'indicazione soltanto quando uno dei due avvolgimenti, venendo a trovarsi in corrispondenza di una discontinuità, sbilancia il sistema. In condizioni di equilibrio, infatti, le due bobine essendo opposte, annullano i rispettivi valori di tensione. Questo tipo di sonda presenta il vantaggio di essere molto sensibile nella rilevazione di difetti mentre risultano insensibili a graduali variazioni di forma e temperatura. Gli svantaggi relativi all'utilizzo di queste sonde derivano dalla difficoltà di interpretare i risultati, per esempio se il difetto risulta più esteso della distanza tra le due bobine vengono rilevati solo il bordo iniziale e quello finale del difetto mentre nel mezzo si ha un annullamento del segnale.
- *Sonde a riflessione*: costituite da due parti separate, un driver ed un pickup. Il driver, composto da un singolo avvolgimento, induce le correnti nel pezzo in esame, mentre il pick-up, costituito da due avvolgimenti contrapposti, è alimentato per induzione dal campo magnetico delle correnti parassite. Questo tipo di sonda, avendo il pick-up formato da due avvolgimenti opposti, è direzionale, quindi il segnale verrà fornito solo quando i due avvolgimenti del pick-up sono attraversati in successione da una discontinuità che ne provoca lo sbilanciamento. Il loro pregio inoltre è quello di non risentire della separazione dei diversi strati della struttura o delle diverse caratteristiche dei materiali presenti.

## 2.4.2 Configurazione delle sonde per EC

La configurazione delle sonde si riferisce a come la bobina è realizzata per meglio accoppiarsi con la superficie dell'elemento in prova. Alcune delle comuni classificazioni delle sonde in base alla loro configurazione comprendono: sonde di superficie, per fori passanti, per interni (ID inside diameter), e avvolgenti (OD outside diameter), [18]-[23]:

- *Sonde per superfici*: destinate alla scansione di pezzi piani, o comunque adatte per l'esatta localizzazione dei piccoli difetti, sono costituite da una bobina di filo molto sottile inserita in una struttura di protezione. Le dimensioni della bobina e la forma del corpo sono determinate dalla destinazione d'uso della sonda. La maggior parte delle bobine sono avvolte in modo che l'asse della bobina sia perpendicolare alla superficie di prova. Questa configurazione della bobina è indicata per rilevare discontinuità superficiali che sono orientate perpendicolarmente alla superficie di prova. Discontinuità, come le delaminazioni, che situate in un piano parallelo alla superficie di prova saranno difficilmente osservabili con questa configurazione. Le bobine per ampie superfici sono sonde a bassa frequenza utilizzate per la scansione di vaste aree per rilevare difetti relativamente grandi. Esse possono analizzare un'area relativamente ampia e consentire una buona profondità di penetrazione. Sono spesso utilizzate per le prove di conducibilità. Tuttavia, la loro area di campionamento grande limita la loro capacità di rilevare piccole discontinuità. Le sonde di superficie a matita sono sonde ad alta frequenza che hanno una piccola bobina di superficie racchiusa in un corpo lungo e sottile che permettere l'ispezione in spazi ristretti. Sono disponibili con un albero dritto o con un albero piegato, che facilita la maneggevolezza e l'uso in applicazioni come l'ispezione dei fori di piccolo diametro.
- *Sonde bolt hole* (fori di bullone): sono particolari sonde di superficie progettate per ispezionare l'interno dei fori. Sono costituite da una bobina di superficie montata all'interno di un contenitore che corrisponde al diametro del foro da ispezionare. La sonda viene inserita nel foro e fatta ruotare, questa procedura può essere eseguita manualmente o automaticamente mediante un apposito scanner.
- *Sonde avvolgenti*: costituite da un corpo circolare cavo nel quale è posta la bobina, mentre i pezzi in prova (barre o pezzi cilindrici) vengono inseriti all'interno del corpo. Una bobina di questo tipo produce il massimo effetto quanto più è posta vicino alla superficie del campione da esaminare. Quando si usa una bobina avvolgente, il percorso delle EC ha la stessa direzione delle spire della bobina. Queste correnti indotte tendono a scorrere attorno alla circonferenza esterna del cilindro distribuendosi così quasi esclusivamente sulla parte esterna della circonferenza, non arrivando nella porzione centrale di una barra. La rilevazione di una discontinuità vicina al centro sarà quindi

difficile o addirittura impossibile. Queste sonde possono essere utilizzate per effettuare controlli su tubi e barre come la misura dell'eccentricità, del diametro e lo spessore delle pareti dei tubi.

- *Sonde per interni:* utilizzate per ispezionare l'interno di pezzi cavi (tubi o fori). La sonda per interni è costituita da una bobina racchiusa all'interno di una struttura di protezione che viene posta all'interno del pezzo da controllare. In modo simile a quello della bobina avvolgente, il percorso delle EC indotte da una bobina per interni ha la stessa direzione delle spire della bobina; tuttavia, le EC in questo caso scorrono attorno al diametro interno del cilindro.

## 2.5 Applicazioni del metodo a Correnti Indotte

L'esame con EC può essere applicato su differenti strutture di materiale conduttore di forma tonda, piatta o irregolare. Le variabili che possono essere misurate o rilevate, in quanto influenzano le correnti parassite, sono, [16]-[24]:

- conduttività elettrica del pezzo in esame che varia con le caratteristiche dei materiali;
- trattamento termico del materiale, in quanto causano variazioni nella conduttività;
- dimensioni del pezzo in esame, poiché le variazioni dimensionali causano variazioni del lift-off o del fill-factor tra il pezzo e la bobina;
- discontinuità nel materiale, la presenza di cricche, inclusioni, ecc. causano variazioni nella risposta.

Nei paragrafi seguenti vengono analizzate le applicazioni delle correnti indotte nella rilevazione di cricche all'interno di strutture metalliche, in quanto saranno oggetto di studio del progetto di ricerca sviluppato.

### 2.5.1 Rilevazione di cricche con il metodo EC

L'ispezione mediante Eddy Current è un metodo eccellente per il rilevamento di difetti superficiali quando è nota la probabile posizione e orientazione del difetto. Questo tipo di controllo può essere utilizzato efficacemente per ispezionare giunti saldati, contenitori in pressione, tubi ed altri elementi strutturali sottoposti a fatica, [18]-[23].

Difetti come cricche vengono rilevati quando interrompono o modificano il percorso delle correnti parassite e indeboliscono la forza del campo magnetico da loro generato. La variazione di correnti indotte causa una variazione dell'impedenza della



bobina in base a ciò, sul piano di impedenza, il difetto si presenta come una curva che, dal punto d'intersezione lift-off – conduttività, tende verso l'alto con ampiezza proporzionale alla variazione delle correnti indotte causata dal difetto, Fig.2.4.

L'angolo di separazione tra la curva lift-off e quella della cricatura dipende, oltre che dalla frequenza, dal tipo di difetto (superficiale o sub-superficiale), e dalla distanza del difetto dalla bobina. Naturalmente, fattori come il tipo di materiale, finitura superficiale, condizione del materiale, tipo di sonda, frequenza della bobina e molti altri fattori possono influenzare la sensibilità del controllo.

Individuare con successo la presenza di difetti superficiali in prossimità della superficie richiede, [18]-[23]:

1. la conoscenza del probabile tipo di difetto, la posizione e l'orientamento;
2. selezione del tipo di sonda. La sonda deve adattarsi alla geometria del pezzo e la bobina deve produrre le correnti parassite che saranno disturbate dal difetto;
3. selezione di una frequenza della corrente ragionevole per la sonda. Per difetti superficiali, la frequenza dovrebbe essere il più alta possibile per la massima risoluzione e alta sensibilità. Per i difetti sotto la superficie, è necessario utilizzare frequenze più basse per ottenere la profondità richiesta di penetrazione, e questo si traduce in una minor sensibilità. I materiali ferromagnetici o altamente conduttivi richiedono l'uso di una frequenza ancora più bassa per ottenere lo stesso livello di penetrazione rispetto ai materiali non ferromagnetici;
4. calibrazione dello strumento mediante campioni di riferimento che siano dello stesso materiale del componente sotto ispezione e con caratteristiche rappresentative del difetto che si vuole cercare.

I passaggi fondamentali nello svolgimento di una ispezione con una sonda per superfici sono i seguenti, [18]-[23]:

- a. Selezionare la sonda e configurare lo strumento.
- b. Selezionare una frequenza per produrre la profondità di penetrazione desiderata.
- c. Regolare lo strumento per ottenere una risposta al difetto facilmente riconoscibile attraverso una calibrazione standard oppure utilizzando campioni di riferimento.
- d. Posizionare la sonda di ispezione (bobina) sulla superficie del componente e azzerare la rilevazione dello strumento.
- e. Scansionare tramite la sonda tutta la superficie in esame avendo cura di coprire tutto il territorio oggetto del controllo. Bisogna fare attenzione a mantenere lo

stesso orientamento della sonda rispetto alla superficie in quanto un'oscillazione della sonda può influenzare l'interpretazione del segnale.

- f. Monitorare il segnale di un cambiamento locale di impedenza che si verificherà al passaggio della sonda sopra una discontinuità del materiale. Solitamente rappresentato come una curva sul display dello strumento.

La figura 2.7 mostra un'applicazione di una semplice sonda di superficie ad un campione di calibrazione.

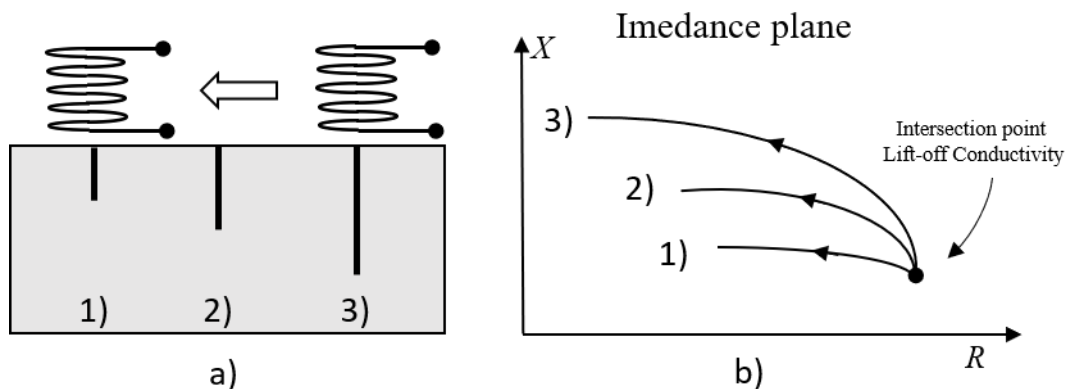


Figura 2.7: Applicazione di una sonda EC di superficie su un campione di calibrazione (a) e corrispondente variazione di impedenza (b)

Muovendo la sonda sulla superficie del pezzo da sinistra verso destra, questa incontra successivamente tre cricche superficiali di diversa profondità, ognuna delle quali causa una variazione delle correnti indotte di diversa intensità, causando quindi una variazione dell'impedenza dalla sonda. A sua volta la sonda produce un segnale d'uscita rappresentato sul piano delle impedenze, Fig. 2.7 b), come una curva che dal punto d'intersezione lift-off-conduttività, tende verso l'alto con ampiezza proporzionale all'estensione del difetto, [18]-[23].

Inoltre, l'angolo di separazione tra la curva lift-off e quella della cricatura dipende, oltre che dalla frequenza dalla profondità del difetto. In questo caso analizzando le curve prodotte dai tre difetti sul piano dell'impedenza si può notare che la prima cricca, rappresentata dalla curva 1) di Fig.2.7 b), risulta essere di estensione e di profondità più ridotte rispetto alle altre due, la seconda cricca rappresentata dalla curva 2) di Fig.2.7 b), risulta avere estensione e profondità intermedia tra le due, la terza cricca rappresentata con la curva 3) di Fig.2.7 c) risulta avere dimensione e profondità maggiore delle altre due.

Nel caso appena descritto la variazione di impedenza prodotta dalle cricche genera sul piano delle impedenze una semplice linea curva, ma la forma della curva oltre che dalle variabili prima descritte dipende anche dall'inclinazione che assume la cricca all'interno del pezzo.

### 2.5.2 Modelli dei difetti

Quando un difetto o qualsiasi altra specie di discontinuità si presenta in un oggetto metallico, tende a modificare le traiettorie delle correnti indotte, quindi le linee di flusso, sono deviate in un modo caratteristico che dipende dalla natura della discontinuità e si verificano di conseguenza variazioni dell'impedenza della bobina.

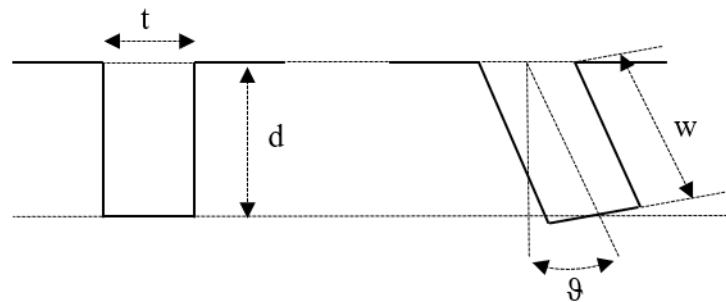


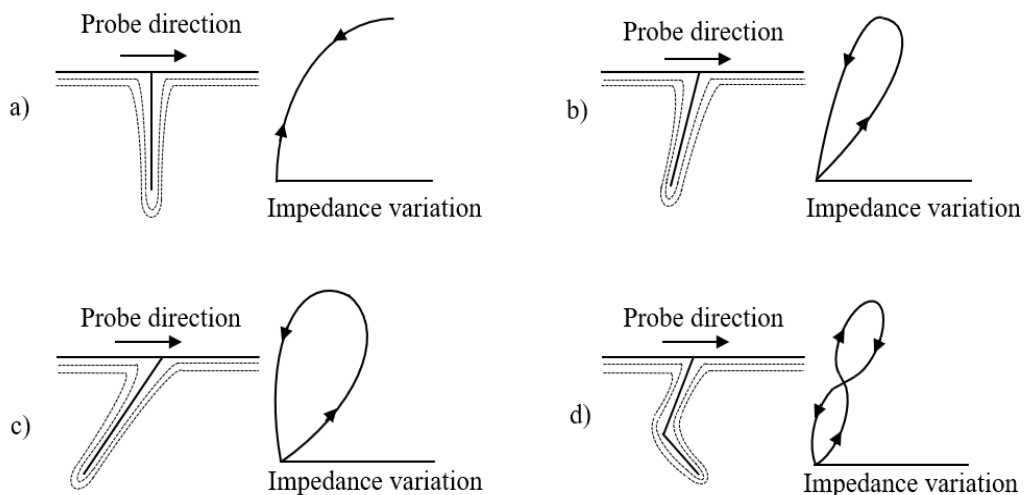
Figura 2.8: Riferimenti dimensionali utilizzati per descrivere fessure superficiali perpendicolari ed inclinate:  $d$  = profondità,  $t$  = spessore,  $w$  = larghezza,  $\theta$  = angolo di inclinazione.

Osservando la Fig.2.8 è possibile notare che le cricche superficiali, sia perpendicolari che inclinate, possono essere descritte mediante alcuni parametri come lo spessore “ $t$ ”, la profondità “ $d$ ”, la larghezza “ $w$ ” che descrive la distanza lungo le cricche nella direzione verso il basso, e l’angolo di inclinazione “ $\theta$ ” rispetto alla normale alla superficie. Notiamo che quando una cricca è inclinata di un angolo “ $\theta$ ” rispetto alla normale alla superficie, allora  $d = w \cos\theta$ , pertanto quando la cricca è perpendicolare alla superficie  $d = w$ , [18]-[23].

La dimensione di una cricca superficiale, per esempio, può essere valutata muovendo una bobina, che funge da sonda, da una posizione sull’oggetto da testare dove non c’è nessun difetto ad una posizione dove è presente una cricca, misurando le variazioni risultanti delle componenti dell’impedenza della bobina. Queste variazioni dipendono dallo spessore “ $t$ ” ed in particolare dalla profondità “ $d$ ”. Per una data combinazione bobina-campione, il valore di questa variazione d’impedenza dipende anche dai valori normalizzati della frequenza e dal lift-off e dal raggio della bobina.

Quando una sonda esplora una superficie che contiene una cricca, il valore massimo dell'impedenza raggiunto dalla bobina è determinato soltanto dalla profondità verticale della cricca sotto la superficie; è indipendente dalla larghezza della cricca.

In figura 2.9 viene mostrata la variazione di impedenza di una sonda a singola bobina durante una scansione superficiale di un blocchetto di metallo che contiene delle cricche simulate che hanno le stesse profondità ma angoli di inclinazione differenti. Il grafico dell'impedenza contiene una linea curva per una cricca perpendicolare, Fig. 2.9 a), ma si apre in un ciclo quando la cricca è inclinata rispetto alla superficie; l'area del ciclo aumenta con l'aumentare dell'angolo di inclinazione, Fig. 2.9 b) e c). La forma del ciclo è determinata dalla forma della cricca e la Fig. 2.9 d) mostra come un ciclo può prendere la forma di otto quando la cricca indagata è piegata.



*Figura 2.9: Variazione della componente di impedenza di una sonda a singola bobina durante la scansione superficiale di un blocchetto metallico contenente cricche della stessa profondità ma con gradi di inclinazione diversi*

## 2.6 Conclusioni

Il metodo ECT si basa sull'analisi delle correnti indotte, in un materiale elettricamente conduttore, generate da una bobina. Un certo numero di fattori all'interno del materiale (quali proprietà elettriche e magnetiche) oltre che la presenza di discontinuità influenzerà il flusso delle correnti ed il loro comportamento in relazione a questi fattori costituisce il risultato del controllo.

Le sonde a correnti indotte sono costituite essenzialmente da una bobina, e misurano la risposta dei materiali a campi elettromagnetici in uno specifico range di frequenza. Dalla risposta, è possibile ottenere informazioni su diversi aspetti del materiale, quali durezza, spessore, presenza di corrosione o difetti quali porosità e cricche.

Questa tecnica non necessita di contatto fisico, presenta una elevata sensibilità d'esame, grande affidabilità e un segnale indicante lo status del materiale ottenuto quasi istantaneamente.

Ad oggi però, ci sono ancora numerosi svantaggi legati a questo metodo investigativo, come:

- l'applicabilità ai soli materiali conduttori;
- possibilità di localizzare solo discontinuità superficiali o sub-superficiali a profondità inferiori a qualche millimetro;
- conoscenza a priori della tipologia del difetto ricercato, orientamento e posizione;
- impiego di sonde differenti in funzione del difetto che si vuole analizzare, superficiale o sub-superficiale;
- procedure di calibrazione dello strumento per ottenere una risposta al difetto facilmente riconoscibile;
- difficoltà nell'individuare la specifica tipologia del difetto, in quanto numerose variabili influenzano contemporaneamente l'indicazione d'uscita e le discontinuità vengono indicate in modo qualitativo e non quantitativo;
- operatori altamente qualificati, in grado di interpretare il risultato del test, fornendo una indicazione del difetto che si basa sulla conoscenza di modelli standardizzati.

# **CAPITOLO 3. LA SONDA PER EC-NDT PROPOSTA**

## **3.1 Introduzione**

Con l'avvento di Industria 4.0, la manutenzione predittiva e il controllo della produzione in linea di componenti e materiali sono diventati elementi cruciali della produzione industriale [3]. In questo contesto, le tecniche di indagine non distruttiva (NDT), ancor più che in passato, stanno diventando sempre più importanti per guidare correttamente le attività di produzione e manutenzione [4]. Queste tecniche devono garantire alti livelli di affidabilità e l'esecuzione di prove sul campo, puntando alla riduzione dei costi e dei tempi di ispezione. L'esigenza di affidabilità spesso comporta la necessità di rilevare difetti più piccoli e più profondi mediante la scansione di aree estese dei campioni testati, senza causare però l'esplosione dei costi di manutenzione e di produzione. Questo aspetto è di vitale importanza per i settori industriali come l'aerospazio, i trasporti pubblici e l'automotive, in cui l'insorgenza di difetti, anche molto piccoli, può compromettere l'integrità delle strutture e la sicurezza dei cittadini.

All'interno dei numerosi metodi di indagine non distruttiva, quando l'ispezione riguarda materiali elettricamente conduttori, le tecniche basate sul principio delle correnti indotte (EC-NDT) sono profondamente utilizzate grazie alla loro affidabilità e versatilità.

In questo contesto, una sfida moderna nel campo dei EC-NDT è legata allo sviluppo di sonde in grado di rilevare difetti sepolti e di piccole dimensioni, [21]-[23].

Seppur tecnologicamente avanzati, le tecniche e gli strumenti per EC-NDT attualmente in uso non sono privi di problemi e limitazioni. Come analizzato nel capitolo 2, uno dei maggiori limiti è rappresentato dalla scarsa penetrazione delle correnti indotte nel materiale da testare (effetto pelle), che determina grosse difficoltà nella individuazione di difetti situati in profondità nel componente sotto esame.

Infatti, se da un lato bassi valori operativi delle frequenze utilizzate per l'ispezione comportano un incremento dello spessore di penetrazione delle correnti indotte nel materiale, decretando la possibilità di individuare difetti posti a maggiori profondità,

dall'altro provocano un decadimento dell'ampiezza delle correnti indotte con conseguente riduzione di sensibilità. La situazione si capovolge utilizzando elevati valori operativi di frequenza.

Inoltre, sia per ragioni economiche che di sicurezza, in molte applicazioni è di fondamentale importanza l'accurata conoscenza delle caratteristiche geometrico-dimensionali dei difetti. Queste informazioni infatti, permettono sia di valutare con maggiore sensibilità l'accettabilità del componente sotto test, che di determinare le origini del difetto nella catena di produzione o in fase di esercizio, al fine di attuare le dovute azioni correttive.

Tipicamente, nel campo dei EC-NDT attualmente in uso, la selezione dei componenti viene eseguita da operatori esperti che decidono l'accettabilità del pezzo sotto test analizzando visivamente la risposta dello strumento, ad esempio analizzando il piano delle impedenze.

La strumentazione moderna non permette di selezionare automaticamente i componenti difettosi ma semplicemente comparando il livello dei segnali misurati con opportune soglie predefinite, [13]. Questi strumenti permettono di avere informazioni anche su particolari tipologie di difetti, ma, in ogni caso, la ricostruzione della forma del difetto con i valori numerici delle sue caratteristiche geometriche e della relativa incertezza, è ancora una questione aperta, come confermato dall'attenzione che la comunità scientifica internazionale pone su questo aspetto [38]-[43].

Infine, la realizzazione di strumenti e sonde per EC-NDT ad elevate prestazioni ha incrementato sia i costi che la loro complessità tecnologica.

Da tutte queste considerazioni, risulta evidente come sia possibile, ma soprattutto necessario, continuare ad investire in questo campo di ricerca, sviluppando nuove tecniche di indagine nonché progettando e realizzando nuove sonde e strumenti capaci di risolvere e superare alcuni se non tutti i problemi e le limitazioni precedentemente menzionati e porsi all'avanguardia nella soluzione delle nuove frontiere (intese come nuove necessità ispettive) decretate dallo sviluppo tecnologico nei diversi settori disciplinari.

È in quest'ottica che si pone il primo filone dell'attività di ricerca, sviluppando, come già menzionato, sonde in grado ridurre le complessità e gli svantaggi legati a questo metodo investigativo.

In dettaglio saranno analizzate ed implementate soluzioni di sonde a basso consumo energetico coadiuvate dall'impiego di sensori di campo magnetico, con lo scopo di aumentare la sensibilità del metodo a profondità investigative maggiori di quelle attualmente ispezionabili, vagliando la possibilità di includere in un'unica soluzione

realizzativa la possibilità di analizzare difetti a diverse profondità e di dimensioni ridotte.

Di seguito vengono descritti gli aspetti fondamentali della realizzazione e dell'assemblaggio del prototipo di sonda proposto. Inoltre, vengono illustrati l'impostazione sperimentale realizzata per la caratterizzazione della sonda ed i risultati dei numerosi test effettuati. Questi risultati sono infine comparati con una sonda di riferimento per evidenziare le prestazioni del prototipo realizzato.

### **3.2 La sonda per EC-NDT realizzata**

In ambito scientifico sono state proposte ed esaminate, con estrema attenzione, diverse strategie di eccitazione: soluzioni basate su singole bobine di eccitazione disposte con l'asse magnetico parallelo o perpendicolare alla superficie del campione da esaminare, array di bobine, bobine planari, etc., [44]-[50]. Tra queste soluzioni, l'eccitazione basata sull'impiego di due bobine vicine, disposte con asse magnetico perpendicolare alla superficie del campione, [47]-[50], è un'architettura promettente e adottata da un numero di autori sempre crescente.

Come dimostrato in [37], l'impiego di due bobine di eccitazione infatti, rispetto a soluzioni che impiegano una sola bobina di eccitazione, permette di ottenere una densità di corrente maggiore all'interno del materiale investigato, a parità di spessore penetrato, Fig.3.1.



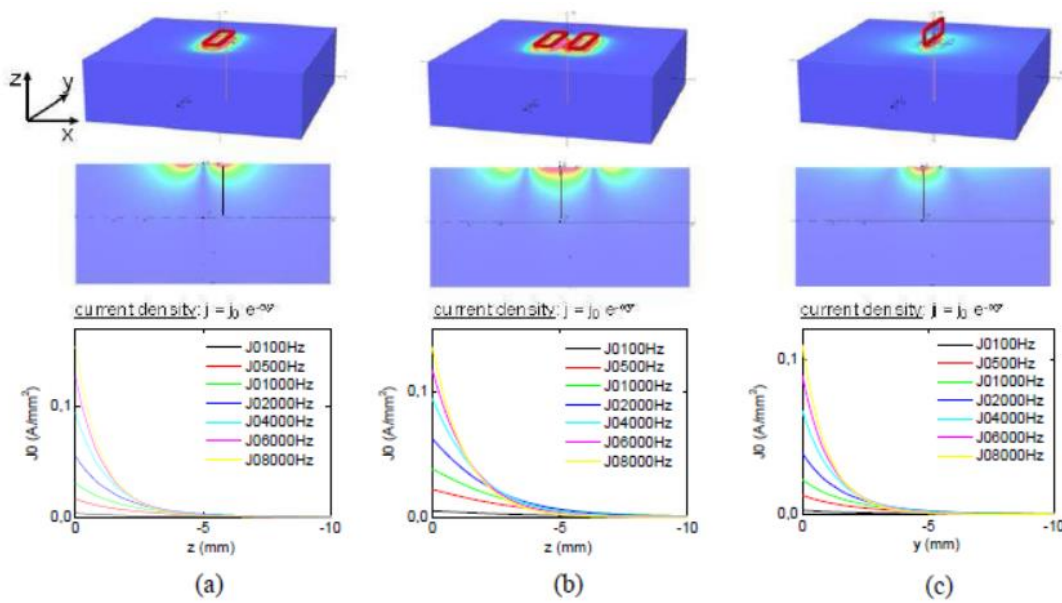


Figura 3.1: Densità di corrente indotta nel materiale mediante: (a) una sonda a singolo avvolgimento in allineamento planare; (b) una sonda a doppio avvolgimento in allineamento planare; (c) una sonda a singolo avvolgimento in allineamento perpendicolare.

Diversi studi hanno proposto questa strategia di eccitazione, con diversi assemblaggi, evidenziando la dipendenza delle prestazioni diagnostiche rispetto alle caratteristiche geometriche della sonda, come la distanza tra le bobine, [47]-[50].

In un eccellente documento, [48], M. Pelkner ha dimostrato come la distanza tra le bobine sia uno dei parametri fondamentali per ottimizzare la penetrazione delle correnti all'interno del materiale, in particolare, bobine molto vicine inducono campi magnetici molto concentrati e profondi nel campione, migliorando la risoluzione spaziale e la capacità di rilevamento della sonda, Fig.3.2.

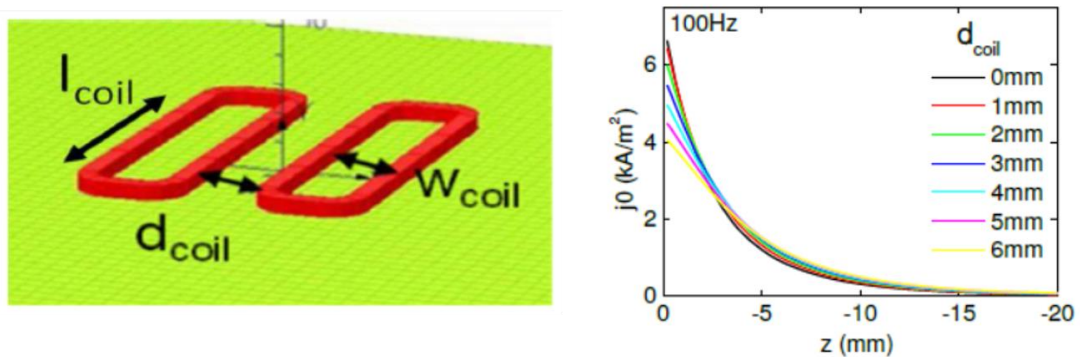


Figura 3.2: Densità corrente  $j_0$  all'interno del materiale in funzione della profondità  $z$  per diversi valori della distanza  $d$  tra le bobine, ad una frequenza di 100 Hz.

Per quanto riguarda invece il sistema di rilevamento, in ambito scientifico, molte applicazioni NDT sviluppate sul principio delle correnti indotte, preferiscono l'impiego dei sensori di campo magnetico al classico metodo di analisi dell'impedenza, soprattutto nella rilevazione dei difetti situati più in profondità all'interno del materiale ispezionato, [51]-[56].

Le classiche bobine ad avvolgimento sono i sensori EC più comunemente usati. Tuttavia, quando il difetto viene a trovarsi abbastanza in profondità nel materiale, e sono richieste basse frequenze operative, le tradizionali sonde a spirale raggiungono i loro limiti in termini di sensibilità. Per questo motivo, vengono studiate altre tecnologie per migliorare questa tecnica.

Negli anni recenti, lo sviluppo delle tecnologie per la componentistica elettronica ha portato alla realizzazione di nuovi dispositivi adatti per le applicazioni di controllo non distruttivo basati sulla rilevazione del campo magnetico. In particolare, grazie allo sviluppo delle tecnologie di deposizione di film di materiali con particolari proprietà funzionali, è stato possibile realizzare sensori per la misura di campo magnetico basati sul silicio, di buona risoluzione spaziale, di sensibilità adeguata e soprattutto di dimensioni ridotte.

I sensori di campo magnetico sono molto interessanti per i test a EC grazie alla loro risposta piatta in banda, all'ampio range operativo in frequenza, all'elevata sensibilità ed alle dimensioni ridotte che ne garantiscono una elevata risoluzione spaziale. Inoltre, alle basse frequenze risultano essere più sensibili delle bobine convenzionali.

Sulla base di questi studi, in ambito scientifico, anche se ancora in fase embrionale, sono state introdotte e caratterizzate diverse soluzioni di sonde che sfruttano una eccitazione a doppia bobina ed un sensore di campo magnetico come sistema di rilevamento, [37], [45]-[49].

Le soluzioni sviluppate in questo contesto, si basano su bobine planari di geometria differente, alcune presentano delle bobine di eccitazione rettangolari, [37] [48] [49], altre invece presentano una geometria a doppia D [45] [46] [47].

Queste soluzioni, se da un lato offrono una semplicità realizzativa, in quanto alcune di esse sono state realizzate direttamente su circuiti stampati (PCB), che assicura anche una perfetta disposizione geometrica degli avvolgimenti, dall'altro presentano anche qualche limitazione, legate soprattutto ai valori elevati di corrente di eccitazione richiesti per ottenere correnti indotte apprezzabili all'interno del materiale, ad esempio in [49] viene utilizzata una corrente di eccitazione pari ad 1,72 A per la rilevazione dei difetti.

Per quanto riguarda i sensori di campo magnetico, alcune soluzioni [45]-[46] utilizzano sensori SQUID (Superconducting Quantum Interference Device), soprattutto per le loro ottime prestazioni in termini di sensitività. Questi sensori infatti, sono in grado di misurare variazioni di campo magnetico dell'ordine dei fT. Il grosso svantaggio di questi sensori è legato alla complessità applicativa, infatti essi richiedono delle temperature di funzionamento molto basse dell'ordine di qualche grado Kelvin, e quindi necessitano di un sistema di raffreddamento opportunamente sviluppato, che tipicamente viene realizzato con l'impiego di azoto liquido. Questo aspetto, oltre a renderne complesso l'utilizzo incide anche sul posizionamento del sensore rispetto alla bobina, andando a richiedere un lift-off, che in alcune configurazioni può arrivare addirittura ad 1 cm, [45]-[46]. Un altro aspetto negativo di questi sensori è legato anche alla loro elevata sensibilità, e quindi la presenza di campi magnetici esterni, come i campi magnetici ambientali, possono interferire con il risultato della misura.

Per ovviare a questi problemi, alcuni autori hanno preferito utilizzare sensori di campo magnetico che sfruttano principi fisici differenti, come sensori ad effetto Hall [49] o sensori magnetico resistivi [37] [45]-[49]. L'impiego di questi sensori, se da un lato riduce la sensibilità alle variazioni di campo magnetico, dall'altro garantisce una semplicità implementativa ed una riduzione del lift-off, in quanto grazie alle loro dimensioni ridotte, essi possono essere allocati direttamente all'interno della bobina di eccitazione.

Questa soluzione, tuttavia, implica la necessità di posizionare il sensore di campo magnetico perfettamente nel mezzo tra le bobine e con l'asse di sensibilità parallelo o perpendicolare al loro asse magnetico, in modo da non essere influenzato da effetti di squilibrio tra i campi magnetici prodotti dalle bobine. Una distanza maggiore delle bobine riduce questo problema, ma riduce anche la sensibilità della sonda peggiorandone la risoluzione spaziale.

Tenendo conto di queste considerazioni, lo sviluppo dell'attività di ricerca, propone la progettazione, l'assemblaggio e la caratterizzazione sperimentale di una sonda EC, sviluppata appositamente per adottare la strategia di eccitazione a doppia bobina, ottimizzando il posizionamento del sensore magnetico all'interno della sonda, per garantire la massima sensibilità, soprattutto nel rilevamento di difetti annegati e di piccole dimensioni.

Nel dettaglio, è stata realizzata una sonda di eccitazione con geometria a doppia D, composta da due bobine separate ed alimentate in serie, e con un sensore di campo magnetico centrato tra le bobine di eccitazione.

La soluzione proposta prevede un particolare assemblaggio della sonda EC che garantisce la distanza minima tra le bobine, limitata solo dalle dimensioni fisiche del sensore, e che utilizza una soluzione meccanica di precisione al fine di garantire le posizioni reciproche ottimali tra sensore e bobine. Questa soluzione consente inoltre di posizionare il sensore in linea con il bordo inferiore delle bobine di eccitazione, al fine di massimizzare ulteriormente la sensibilità della sonda, riducendo il lift-off alla sola distanza sonda campione.

Inoltre, la sonda proposta è stata sviluppata anche per garantire prestazioni di rilevamento affidabili che minimizzino l'ampiezza della corrente di eccitazione, aspetto molto importante quando si impiegano segnali di eccitazione a banda larga [13],[38]-[40].

La sonda realizzata può essere suddivisa in tre parti principali: il sistema di eccitazione, il sistema di rilevamento del campo magnetico ed il sistema di calibrazione della sonda.

### **3.2.1 Il sistema di eccitazione**

Come evidenziato in §3.2, l'impiego di sonde a doppia bobina di eccitazione, rispetto a sonde a singola bobina di eccitazione, offre prestazioni superiori in termini di densità di corrente indotta all'interno del materiale. Inoltre, l'ottimizzazione delle dimensioni del sistema di eccitazione è un requisito essenziale per assicurare delle buone prestazioni di risoluzione spaziale e capacità di rilevamento. Per tale ragione, il sistema di eccitazione è stato progettato e realizzato considerando le dimensioni finali del sistema di rilevamento e del meccanismo di regolazione per la calibrazione della sonda, minimizzando le dimensioni della sonda, ma avendo cura di mantenere una geometria regolare del prototipo finale.

Prima di procedere alla realizzazione finale della sonda, sono state eseguite delle simulazioni del sistema di eccitazione individuato, mediante il software Comsol multiphysics®. Queste simulazioni hanno permesso di ottimizzare le caratteristiche geometriche della sonda e di effettuare una comparazione, in termini di densità di corrente indotta, rispetto ad una sonda a singola bobina di eccitazione.

Per quanto riguarda la geometria della sonda a singola bobina, è stata presa a riferimento una sonda già ampiamente adottata nel contesto dei EC-NDT. Questa sonda [23], presenta una geometria rettangolare con 288 spire (N), mentre la sonda proposta si compone di una geometria a doppia D, con 300 spire totali, 150 per singolo avvolgimento.

Le simulazioni sono state eseguite considerando lo stesso valore di ampere-spire (NI), imponendo una corrente di 1.04 A di valore efficace per la sonda a singola bobina e di 1 A di valore efficace per la sonda a doppia bobina, per diversi valori di frequenza nel range 50-5000 Hz.

La figura 3.3, riporta l'andamento della densità di corrente indotta all'interno del materiale considerato (alluminio), sia per la sonda a singola bobina, Fig.3.3 a), che per la sonda a doppia bobina, Fig.3.3 b), ottenuti dalle simulazioni.

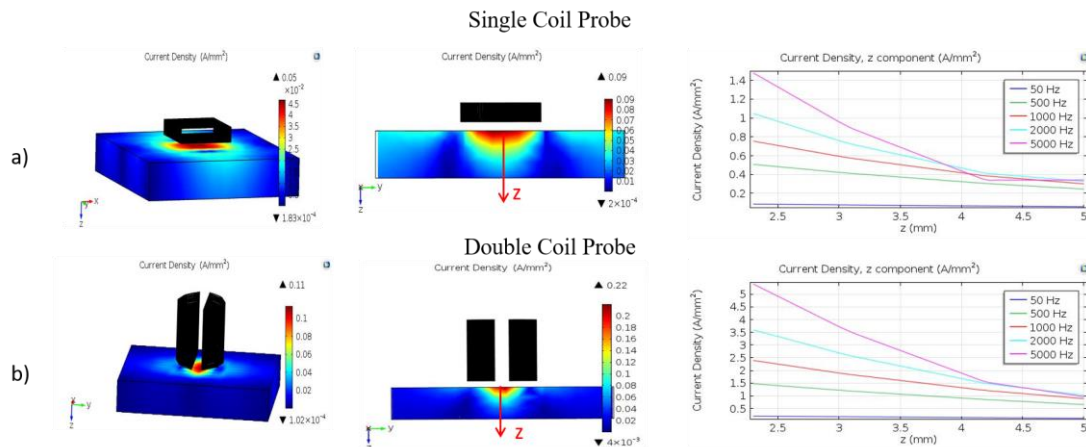


Figura 3.3: Densità di corrente indotta nel materiale mediante: (a) una sonda a singolo avvolgimento e (b) una sonda a doppio avvolgimento

Come si può osservare, la densità di corrente indotta risulta più focalizzata per la sonda a doppio avvolgimento rispetto alla sonda a singolo avvolgimento. Inoltre, per i diversi valori di frequenza considerati ed a parità di spessore penetrato, l'andamento della densità di corrente risulta essere almeno tre volte superiore per la sonda a doppio avvolgimento rispetto alla sonda a singolo avvolgimento.

A valle delle considerazioni fatte e dei risultati ottenuti dalle simulazioni, è stato realizzato un primo prototipo di sonda a doppio avvolgimento. La struttura della sonda è stata interamente realizzata in materiale plastico, acido poli-lattico (PLA), mediante stampa 3D, in modo da essere ininfluenza rispetto ai parametri di sensibilità del test a EC.

Nel dettaglio, il sistema di eccitazione, si basa su due bobine avvolte su un supporto di plastica con forma e dimensioni mostrate in Fig.3.4 a).

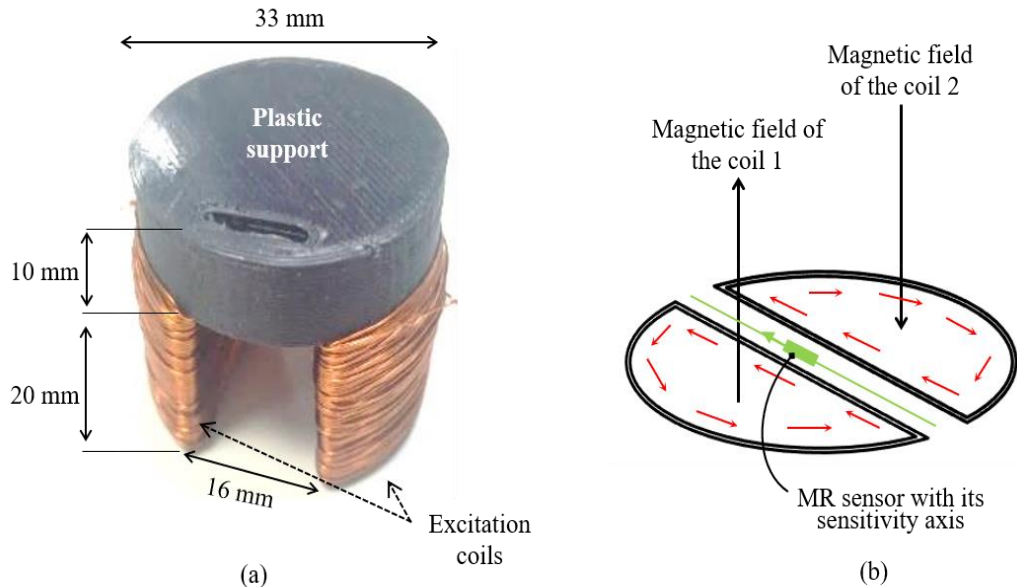


Figura 3.4: Il sistema di eccitazione sviluppato per la sonda EC

Ogni bobina è composta da 150 avvolgimenti di filo di rame smaltato, con una sezione di  $0,1 \text{ mm}^2$ . Il collegamento elettrico delle due bobine è realizzato in serie per consentire lo stesso flusso di corrente, con l'obiettivo finale di generare due campi magnetici opposti, come mostrato in Fig.3.4 b). Questa soluzione, come mostrato dai risultati delle simulazioni, consente una migliore penetrazione del campo magnetico generato nella parte interna del materiale in prova, [48]-[50].

### 3.2.2 Il sistema di rilevazione del campo magnetico

Come già menzionato in §3.2, i sensori di campo magnetico (magnetometri) sono ampiamente utilizzati nel contesto dei test EC, grazie alle loro caratteristiche geometriche-funzionali. Un magnetometro infatti, è uno strumento in grado di misurare l'intensità, la direzione e il verso di un campo magnetico, con le migliori prestazioni possibili.

Nella scelta di un magnetometro non è sufficiente analizzare solo la relazione che lega il campo magnetico ( $H$ ) al segnale di uscita del sensore, ma è necessario considerare anche determinati parametri di misura essenziali, come per esempio il livello di rumore, la risoluzione, la sensibilità, il range di misura, la non-linearità, la banda, la stabilità con la temperatura, il costo e le dimensioni. Negli ultimi anni hanno avuto un ruolo dominante alcune tipologie di sensori, come: SQUID, sensori a

risonanza, fluxgate, sensori magnetoresistivi, sensori ad effetto Hall e sensori induttivi, [105].

Tutte queste categorie di sensori, negli anni, con l'avvento della microelettronica sono stati migliorati attraverso la miniaturizzazione, incrementando notevolmente le proprie prestazioni di misura. La figura 3.5 riporta i tipici range di sensitività dei più comuni sensori di campo magnetico.

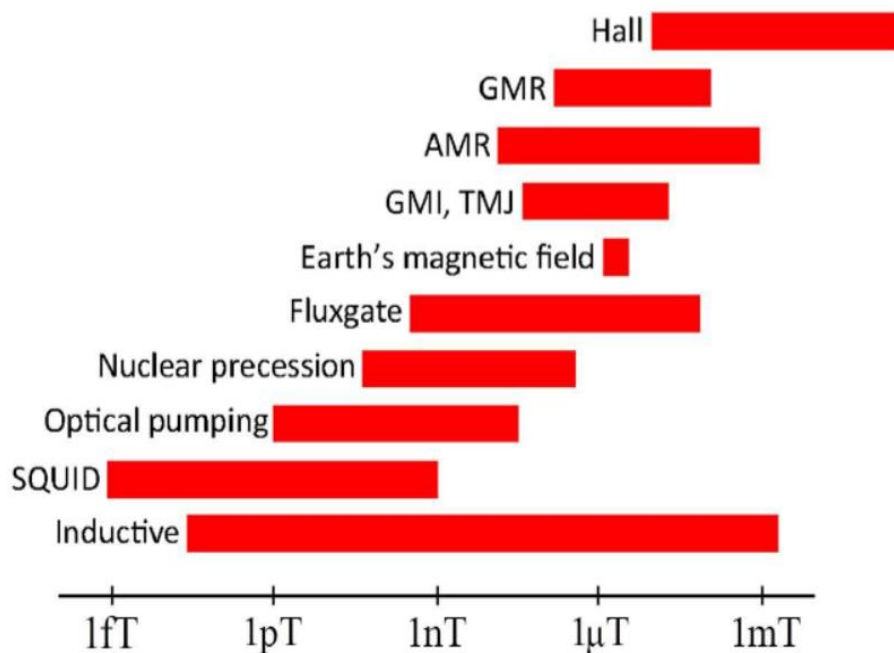


Figura 3.5: Range di sensitività dei più comuni magnetometri in commercio

I sensori magnetici di utilizzo comune lavorano al di sopra dei nano Tesla (nT), a causa di tutti quei disturbi magnetici che possono essere presenti normalmente nell'ambiente.

D'altro canto, esiste un mondo di campi magnetici da misurare. Generalmente per i campi magnetici molto piccoli, ordini di grandezza sotto i nT, vengono utilizzate in maniera molto efficiente le proprietà dei materiali superconduttori, e quindi misurati attraverso i sensori SQUID.

Per campi magnetici superiori ai 0.1 nT invece si adoperano principalmente due classi di sensori: i sensori a risonanza e i fluxgate. I metodi a risonanza (pompa ottica o precessione nucleare) determinano un'ottima risoluzione della misura, tuttavia impiegano dispositivi di grandi dimensioni e sono in grado di rilevare principalmente il valore scalare dell'intensità del campo magnetico. Per questi motivi vengono utilizzati prevalentemente in geofisica e per le ricerche spaziali. Nello stesso range di

sensibilità ci sono i fluxgate, che hanno il vantaggio di essere più versatili: sono caratterizzati da dimensioni più ridotte e rilevano il valore vettoriale del campo, tuttavia per ottenere ottime prestazioni in termini di risoluzione devono essere realizzati con grande cura.

Nel range attorno al valore del campo magnetico terrestre (intorno alle decine di  $\mu\text{T}$ ) è possibile utilizzare dei sensori molto più economici: si tratta degli Anisotropic Magneto-Resistance (AMR) e dei Giant Magneto-Resistance (GMR).

Campi magnetici elevati invece vengono quasi esclusivamente misurati attraverso i sensori ad effetto Hall.

Infine, i sensori induttivi (tipicamente chiamati search coil) hanno una caratteristica particolare: possono essere utilizzati per rilevare campi magnetici che variano su un ampio range di valori, dai campi più piccoli dell'ordine dei pT fino ai campi magnetici più intensi.

Tra le categorie di magnetometri analizzate, i sensori magnetico-resistivi (MR) offrono alcuni comportamenti molto competitivi, motivo per cui vengono adoperati in una vasta gamma di applicazioni. Come prima cosa i sensori MR esibiscono la maggiore sensibilità per unità di area, questo significa che è possibile realizzare sensori estremamente piccoli, ma caratterizzati da un'ottima sensibilità (e quindi un livello del segnale di uscita soddisfacente). Le piccole dimensioni permettono di mappare il campo magnetico nello spazio con una risoluzione estremamente accurata. Inoltre, essendo questi sensori sensibili a campi magnetici nel piano stesso del film e non, come i sensori ad effetto Hall, a campi perpendicolari alla superficie del sensore, è possibile posizionare questi dispositivi a ridosso dell'area da investigare. Infine, i magnetometri MR sono molto versatili, in quanto possono funzionare per la rivelazione di campi in un vasto range di frequenze (compresa la DC), e hanno costi molto contenuti.

Per tutte queste ragioni, l'impiego dei sensori MR, in applicazioni EC-NDT, è stato già considerato in numerosi lavori scientifici, [46]-[56], in quanto risultano i più idonei per le specifiche richieste.

La magnetoresistenza, si può definire come, la tendenza di un materiale (preferibilmente ferromagnetico) a modificare il valore della sua resistenza elettrica in funzione di un campo magnetico applicato esternamente. Esistono numerosi effetti che possono essere chiamati magnetoresistenza: alcuni si verificano in metalli non magnetici e semiconduttori sfusi, come la magnetoresistenza geometrica, le oscillazioni di Shubnikov de Haas o la comune magnetoresistenza positiva nei metalli.



Altri effetti si verificano nei metalli magnetici, come la magnetoresistenza negativa nei ferromagneti o la magnetoresistenza anisotropica (AMR). Infine, nei sistemi multicomponente o multistrato (ad es. giunzioni di tunnel magnetici), si può osservare la magnetoresistenza gigante (GMR), la magnetoresistenza del tunnel (TMR), la magnetoresistenza colossale (CMR) e la magnetoresistenza straordinaria (EMR), [57]-[60].

Tipicamente all'interno dei sensori MR si trovano quattro magnetoresistenze, disposte nella configurazione tipica di un ponte Wheatstone. L'applicazione di un campo magnetico esterno, causa una variazione relativa delle magnetoresistenze, con una conseguente variazione della tensione in uscita ai capi del ponte di Wheatstone, che permette di misurare sia l'intensità sia la direzione del campo magnetico, [61]-[63].

Tra le categorie di sensori MR attualmente disponibili in commercio troviamo i sensori AMR ed i sensori GMR.

I sensori AMR (Anisotropic Magneto-Resistance) basano il loro funzionamento sull'effetto magnetico-resistivo, ovvero sulla dipendenza della resistività di alcuni materiali ferromagnetici con il campo magnetico applicato. In particolare, in questa tipologia di sensori, l'effetto magnetico-resistivo è dovuto alla variazione della resistenza del materiale con l'angolo compreso tra la direzione del flusso del campo magnetico imposto e la direzione della magnetizzazione, [61]. Un campo magnetico esterno è in grado di determinare una rotazione del vettore magnetizzazione e di conseguenza produrre una variazione della resistenza del materiale dell'ordine del 5%. I sensori AMR vengono realizzati deponendo un sottile film di materiale ferromagnetico (tipicamente il Permalloy) su un wafer di silicio, utilizzando un pattern a strip rettangolari, [61]. Tipicamente per realizzare il sensore vengono utilizzate quattro resistenze, formate da un certo numero di strip di materiale ferromagnetico, connesse tra loro nella classica configurazione a ponte di Wheatstone. L'effetto magnetico-resistivo si manifesta in modo molto rapido, non limitato da bobine o frequenze oscillanti, per cui la banda del sensore è piuttosto estesa (DC-5 MHz). Altre caratteristiche fondamentali di questi sensori sono il basso costo, le dimensioni ridotte, l'immunità al rumore e l'elevata accuratezza, [61].

I sensori GMR (Giant Magneto-Resistance) o a magnetoresistenza gigante invece, sono caratterizzati da una struttura multistrato a film sottili alternati, di tipo metallico, ferromagnetico e conduttore (non-magnetico), Fig.3.6.

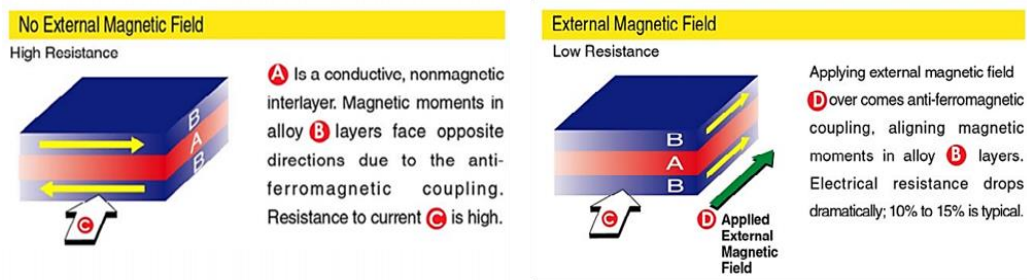


Figura 3.6: Struttura multistrato dei sensori GMR

Il fenomeno è stato scoperto in anni recenti, nel 1988, e risultò sorprendente per il fatto di osservare, in presenza di un campo magnetico esterno, variazioni di resistenza elettrica del materiale funzionale di grandezza pari di norma al 10÷20% (anche fino al 70%), [64].

La resistenza elettrica del complesso multistrato, fino alla comparsa della magnetoresistenza gigante, varia in base al parallelismo o anti-parallelismo dei momenti dei due strati ferromagnetici, [64]. Quando i momenti magnetici dei due strati sono antiparalleli, la resistenza è massima. L'anti-parallelismo costituisce lo stato di riferimento del sensore: in assenza di campi magnetici esterni, esso determina il massimo valore di magnetoresistenza del sensore, quindi le sue prestazioni, in termini di sensibilità e risoluzione.

L'impiego dei sensori GMR rispetto ai sensori AMR, all'interno del conteso EC-NDT, è legato al miglioramento di diversi fattori rilevanti come, [61] [64]:

- maggiore sensibilità di misura dell'intensità di un campo magnetico esterno, associata alla più accentuata diminuzione della resistenza elettrica (10÷20%), rispetto ai sensori di tipo AMR (2÷5%);
- maggiore linearità della curva  $R/H$  (98% nell'intervallo 10% ÷ 70% del campo magnetico applicato);
- maggiore stabilità in temperatura pari a circa  $0.15\%/^{\circ}\text{C}$ ;
- maggiore tolleranza termica fino a  $150^{\circ}\text{C}$ ;
- ampio intervallo di variazione del campo magnetico esterno, da 0 a 300 Gauss;
- maggiore tolleranza verso campi magnetici molto intensi (100T, 1 Tesla= $10^4$  Gauss) senza subire danni.

Questo perché sfruttano l'accoppiamento antiferromagnetico tra due strati liberi di polarizzarsi ("unpinned"). Inoltre, i sensori "unpinned" e con almeno due strati antiferromagnetici, hanno identica sensibilità indipendentemente dal verso del campo magnetico applicato.

Da queste osservazioni, risulta evidente come l'impiego dei sensori GMR rispetto ai sensori AMR sia preferibile.

Prima di procedere alla scelta del sensore da impiegare all'interno della sonda realizzata, sono state analizzate le caratteristiche metrologiche della categoria di sensori GMR prodotti da NVE, [62], la casa produttrice leader nel settore, Fig.3.7.

Magnetometers (AA-Series)										
Available Part	Linear Range (IOel)		Saturation (IOel)	Sensitivity (mV/V-Oe)		Max. Non-linearity (% Uni.)	Max. Hysteresis (% Uni.)	Max. Operating Temp.	Typ. Resistance	Package
	Min.	Max.		Min.	Max.					
AA002-02	1.5	10.5	15	3	4.2	2%	4%	125°C	5 kΩ	SOIC8
AA003-02	2	14	20	2	3.2	2%	4%	125°C	5 kΩ	SOIC8
AA004-00	5	35	50	0.9	1.3	2%	4%	125°C	5 kΩ	MSOP8
AA024-00	5	35	50	0.9	1.3	2%	4%	125°C	5 kΩ	MSOP8 (cross-axis)
AA004-02	5	35	50	0.9	1.3	2%	4%	125°C	5 kΩ	SOIC8
AA005-02	10	70	100	0.45	0.65	2%	4%	125°C	5 kΩ	SOIC8
AA006-00	5	35	50	0.9	1.3	2%	4%	125°C	30 kΩ	MSOP8
AA006-02	5	35	50	0.9	1.3	2%	4%	125°C	30 kΩ	SOIC8
AA007-00	50	450	500	0.08	0.12	2%	4%	125°C	5 kΩ	MSOP8
AAH002-02	0.6	3	6	11	18	4%	15%	150°C	2 kΩ	SOIC8
AAH004-00	1.5	7.5	15	3.2	4.8	4%	15%	150°C	2 kΩ	MSOP8
AAL002-02	1.5	10.5	15	3	4.2	2%	2%	125°C	5.5 kΩ	SOIC8
AAL004-10	1.5	10.5	15	3	4.2	4%	2%	125°C	2.2 kΩ	TDFN6
AAL024-10	1.5	10.5	15	3	4.2	4%	2%	125°C	2.2 kΩ	TDFN6 (cross-axis)
AAK001-14	400	2500	4000	0.0025	0.004	2%	4%	85°C	3.5 kΩ	ULLGA4

Figura 3.7: Caratteristiche metrologiche dei sensori GMR prodotti da NVE

Tra le diverse soluzioni disponibili, il sensore GMR AAH002-02, risulta essere il più performante della sua categoria.

Nel dettaglio, il GMR AAH002-02, è un sensore mono-assiale, che presenta buone caratteristiche metrologiche, come, [62] [64]:

- una sensibilità tipica di circa 150 mV/mT (per ogni volt di alimentazione);
- un campo di saturazione di 0,6 mT;
- una larghezza di banda dalla DC ad 1 MHz;
- un range lineare da 0,06 – 0,3 mT;

Questo sensore presenta però una caratteristica di uscita unipolare, Fig.3.8 a), e quindi ha lo svantaggio di poter misurare solo l'intensità del campo magnetico esterno, non il suo verso.

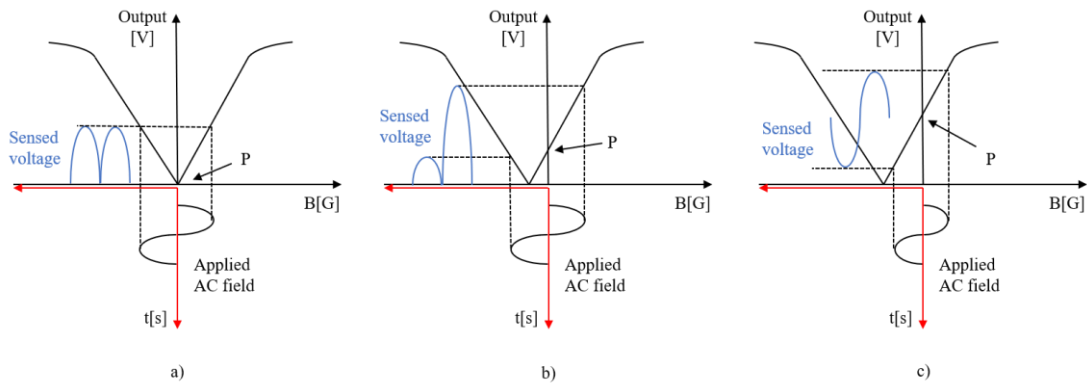


Figura 3.8: Caratteristica di uscita del sensore GMR AAH-002 a) senza polarizzazione b) con polarizzazione parziale c) con polarizzazione ottimale, P: punto di lavoro

Quindi, l'impiego di questo sensore, senza opportuni accorgimenti, non permetterebbe di discriminare la polarità del campo magnetico, Fig.3.8 a). Per tale ragione, si rende necessario l'uso di un sistema di polarizzazione che consenta di regolare il suo punto di lavoro, garantendo al sensore di lavorare nel mezzo dell'intervallo lineare della sua caratteristica di uscita, Fig.3.8 c), [62], [64].

La polarizzazione viene eseguita imponendo un campo magnetico DC, con opportuna polarità ed intensità, nella stessa direzione dell'asse di sensibilità del sensore. La possibilità, di regolare opportunamente l'intensità del campo magnetico, consente una regolazione ottimale del punto di lavoro del sensore.

### 3.2.3 Il sistema di calibrazione della sonda

Come evidenziato nei paragrafi precedenti, il posizionamento del sensore GMR nel mezzo delle due bobine di eccitazione, insieme alla corretta polarizzazione del punto di lavoro, sono aspetti molto importanti per garantire le prestazioni ottimali nel rilevamento dei difetti. Per tale ragione, è stato ideato un sistema di regolazione, opportunamente progettato, Fig.3.9, che permette di ottimizzare questi due aspetti, mediante una opportuna procedura di calibrazione.

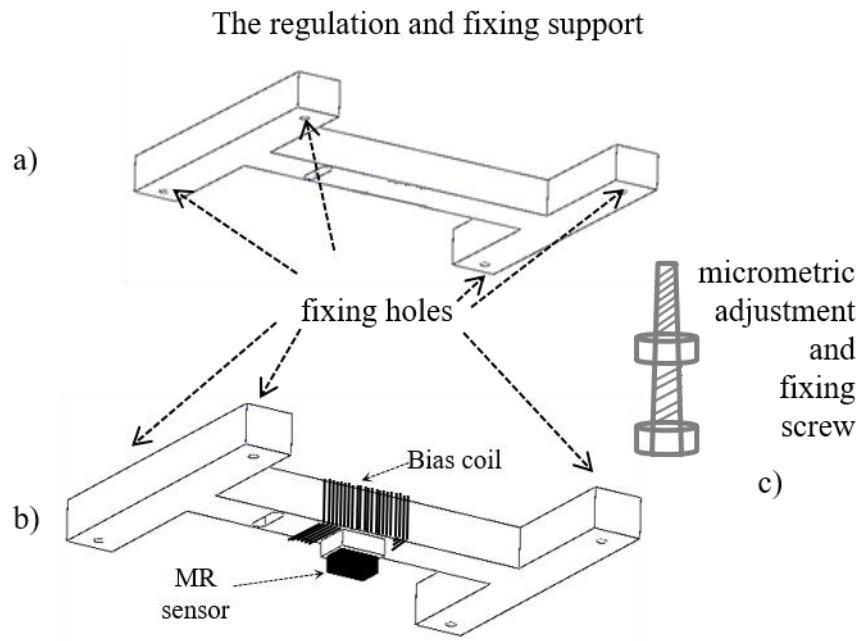


Figura 3.9: Il sistema di posizionamento e di polarizzazione del sensore

Il supporto per la parte di rilevazione della sonda è costituito da due elementi a forma di H, Fig.3.9, anch'essi realizzati in PLA. Di questi due elementi, uno viene ancorato direttamente all'interno della sonda, e l'altro viene connesso a quest'ultimo per mezzo di viti micrometriche, necessarie alla calibrazione spaziale della sonda, sul quale viene allocato il sensore di campo magnetico utilizzato per la misura. Al fine di consentire l'ottimizzazione del punto di lavoro del sensore GMR, una bobina di polarizzazione costituita da 8 spire di filo di rame smaltato, con una sezione di  $0,45 \text{ mm}^2$ , è stata avvolta sul supporto di posizionamento su cui è ancorato il sensore, Fig.3.9 b).

Infine, di seguito sono riportati i passi principali che permettono di ottenere una accurata calibrazione della sonda prima dell'esecuzione del test:

- (a) mediante le viti di regolazione, posizionare il sensore al centro delle due bobine di eccitazione, sullo stesso piano inferiore;
- (b) alimentare la bobina di polarizzazione con una corrente continua polarizzando opportunamente il sensore GMR;
- (c) assicurarsi che il punto di lavoro sia posizionato al centro dell'intervallo lineare in cui si trova la massima sensibilità del sensore;
- (d) posizionare la sonda sul campione da testare ed alimentare le bobine di eccitazione con corrente sinusoidale;

- (e) agire sulle viti di regolazione per trovare la posizione in cui il sensore GMR rileva il valore minimo del campo magnetico.

Una vista finale del prototipo di sonda per EC-NDT realizzata è mostrata in Fig.3.10.

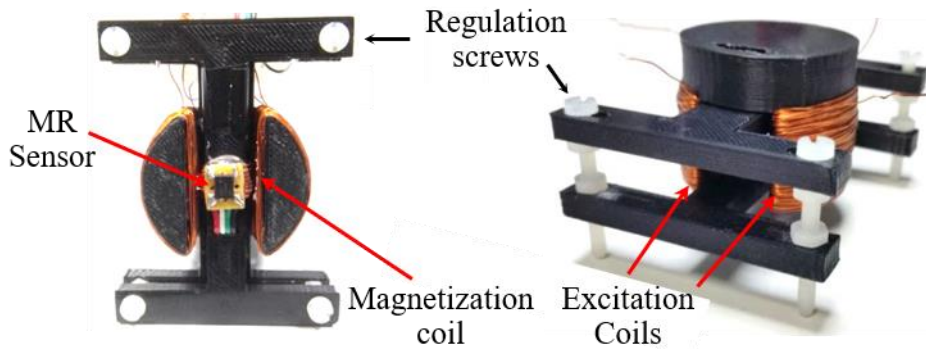


Figura 3.10: Foto del prototipo di sonda EC-NDT realizzato

### 3.3 Il setup sperimentale

#### 3.3.1 La stazione di misura

Per la caratterizzazione sperimentale della sonda realizzata, è stata allestita una opportuna stazione di misura, che consente di eseguire i test a correnti indotte in modalità del tutto automatizzata. Tutta la stazione di misura infatti, è gestita mediante un software dedicato, in cui è sufficiente impostare i parametri della prova (corrente di eccitazione, area da investigare, parametri di acquisizione) ed avviare il test. Nel dettaglio, la stazione di misura, Fig.3.11, è composta da quattro sezioni principali:

1. la sezione EC: comprensiva della sonda EC realizzata e da un sistema di movimentazione. La sonda EC è allocata sul braccio del un sistema di movimentazione di precisione, gestito da un adeguato software di controllo. In particolare, questo sistema mobile consente di scansionare un'area di 30 cm x 30 cm con una risoluzione di 0,1 mm;
2. la sezione di generazione e alimentazione: la parte di generazione di questa unità si basa su un amplificatore operazionale bipolare (Kepco BOP 20-20) alimentato da un generatore di segnale (Fluke 397). Questa sezione consente di generare il segnale di corrente per alimentare la bobina di eccitazione della sonda EC, [73]. La forma e la frequenza dei segnali utilizzati sono descritti in dettaglio nel §3.3.2. Il valore efficace (Root Mean Square RMS) di questa

corrente è monitorato per mezzo di un multimetro digitale (Agilent 34401A). La parte di alimentazione è composta da un alimentatore DC (Agilent E3631) con tre porte di uscita separate, utilizzate per alimentare la bobina di polarizzazione del sensore GMR (con correnti e tensioni che dipendono dalle condizioni di lavoro, in genere 300 mA e meno di 1 V); il sensore GMR ( $a + 6$  V) e l'amplificatore da strumentazione AD620 ( $a \pm 16$  V);

3. la sezione di condizionamento: consente di ottimizzare il segnale di uscita del sensore GMR per lo stadio di acquisizione successivo. Costituito da un amplificatore da strumentazione ad alta precisione AD620 (di Analog Device™), [65], consente sia di trattare opportunamente il segnale differenziale in uscita al sensore GMR, sia la sua amplificazione. Il guadagno dell'amplificatore viene settato mediante la resistenza di gain ( $R_G$ ), connessa tra i pin 1 e 8, attraverso la relazione:  $G = \frac{49.4 \text{ k}\Omega}{R_G} + 1$ . Utilizzando quindi, una resistenza pari a 5.6 k $\Omega$ , il guadagno è stato impostato a 9,82. L'AD620 è situato immediatamente dopo il sensore GMR per evitare un deterioramento del segnale lungo i cavi di collegamento con il sistema di acquisizione.
4. la sezione di acquisizione ed elaborazione dei dati. L'unità di acquisizione dati si basa sull'utilizzo di una scheda digitale, TIE-PIE Engineering Handyscope™ modello HS5-540XMS-W5. È un oscilloscopio USB ad alta velocità che combina un campionamento veloce, fino a 500 MS/s, con risoluzioni elevate fino a 16 bit. Il canale di ingresso analogico acquisisce il segnale ricevuto dall'amplificatore. L'intera stazione di misura è gestita da un personal computer (PC) che esegue un software di automazione basato su LabView™. Tramite questo software è possibile: selezionare la dimensione dell'area di scansione sulla superficie del campione; impostare la frequenza di campionamento, il numero di punti da acquisire e memorizzare i dati acquisiti.

I dati vengono elaborati utilizzando un software adeguato sviluppato in Ambiente Matlab™. Nel dettaglio, il software esegue la valutazione di: ampiezza (RMS) del segnale di tensione acquisito e del rapporto segnale-rumore (SNR), ed inoltre fornisce una mappa tridimensionale della zona analizzata.

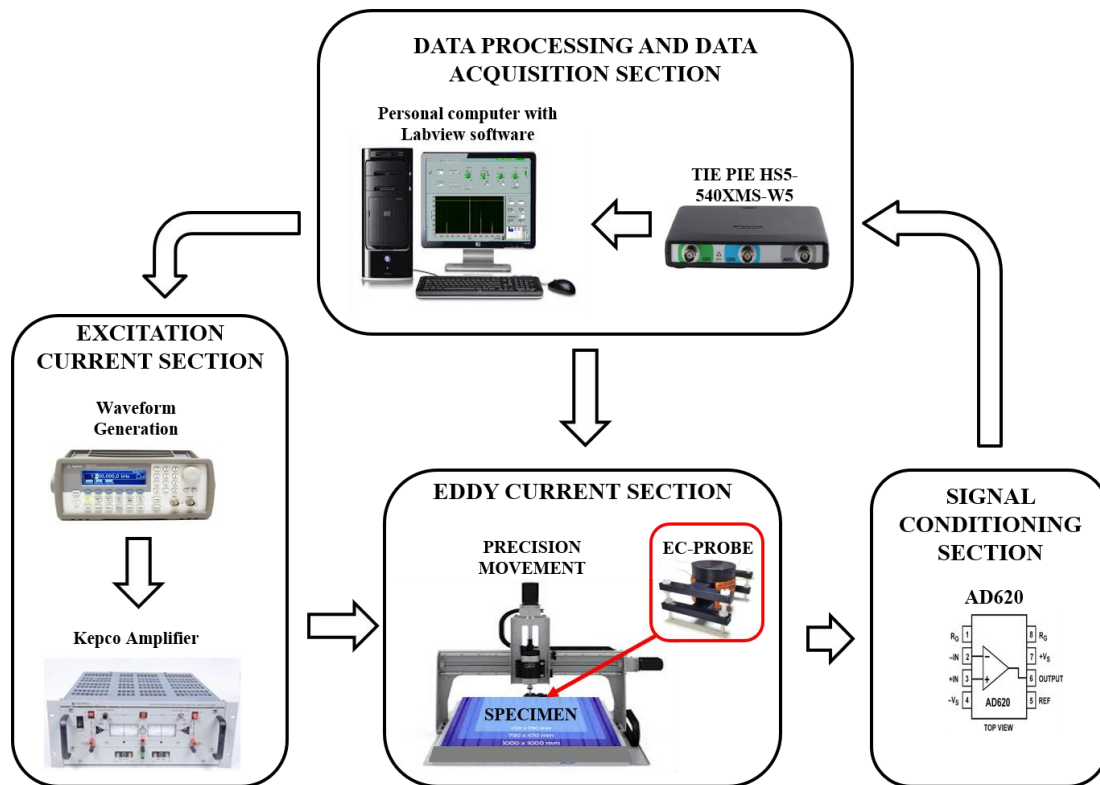


Figura 3.11: Schema a blocchi della stazione di misura per EC-NDT realizzata

### 3.3.2 Le condizioni di prova

Le prestazioni della sonda realizzata sono state valutate considerando difetti sia annegati che superficiali su campioni in lega di alluminio (2024T3). La figura 3.12 mostra le caratteristiche principali dei campioni considerati, difetti e percorsi di scansione.

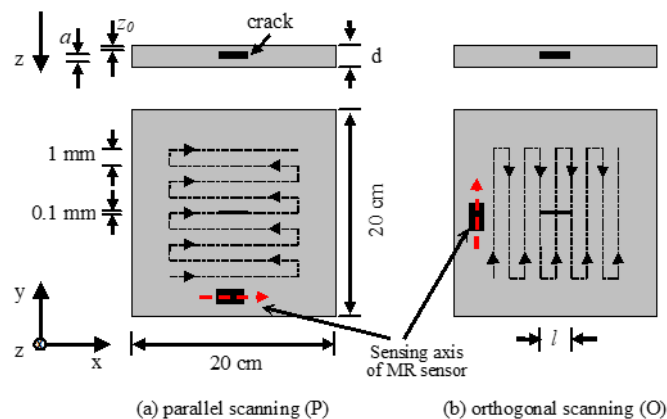


Figura 3.12: Campione rappresentativo delle caratteristiche geometriche del difetto e del percorso di scansione seguito rispetto all'asse di sensibilità del sensore MR parallelo (a) e ortogonale (b) rispetto all'orientazione del difetto.



Per quanto riguarda i campioni, si tratta di piatti quadrati di 20 cm x 20 cm, aventi diversi spessori ( $d$ ). Nel mezzo dei campioni sono presenti difetti certificati (cricche sottili) caratterizzati da una larghezza fissa pari a 0,1 mm, e lunghezza ( $l$ ), altezza ( $a$ ) e profondità ( $z_0$ ) diverse tra loro. Utilizzando il sistema di movimentazione automatico descritto nel §3.3.1, i campioni vengono scansionati con la sonda EC, seguendo i percorsi mostrati in Fig.3.12. I difetti analizzati, sono caratterizzati da due differenti orientamenti: (a) con l'asse di rilevamento del sensore GMR parallelo (P) all'orientamento del difetto; (b) con l'asse di rilevamento del sensore GMR ortogonale (OR) all'orientamento del difetto. La tabella 1 riporta i valori geometrici della cricca/campione e l'orientamento del difetto (layout "P" o "OR") rispetto al percorso di scansione eseguito.

Per ogni caso di tabella 1, sono stati effettuati prove con differenti ampiezze di corrente di eccitazione che vanno da 10 mA a 500 mA.

Dal momento che vi sono diversi spessori dei campioni e diverse profondità dei difetti ( $z_0$ ), anche la frequenza della corrente di eccitazione è stata ottimizzata per avere una profondità di penetrazione ( $\delta$ ) della corrente indotta superiore allo spessore del difetto. In particolare, sono state considerate tre diverse frequenze di eccitazione: 100 Hz ( $\delta=12$  mm) per i difetti sepolti sul campione con spessore di 10 mm (casi n.13, n.14), 2 kHz ( $\delta=2,7$  mm) per i difetti sepolti sul campione con spessore da 2 mm (casi n.1, n.3, n.5, n.7, n.9, n. 11) e 5 kHz ( $\delta=1,7$  mm) per i difetti superficiali (casi n.2, n.4, n.6, n.8, n.10, n.12).

*Tabella 1: I campioni considerati e le relative caratteristiche dei difetti*

Case #	Specimen thickness ( $d$ ) [mm]	Crack characteristics				Excitation Frequency [kHz]
		$l$ [mm]	$a$ [mm]	$z_0$ [mm]	Layout	
1	2	1	1	1	OR	2
2	2	1	1	0	OR	5
3	2	1	1	1	P	2
4	2	1	1	0	P	5
5	2	5	0.4	1.6	OR	2
6	2	5	0.4	0	OR	5
7	2	5	1	1	OR	2
8	2	5	1	0	OR	5
9	2	5	0.4	1.6	P	2
10	2	5	0.4	0	P	5
11	2	5	1	1	P	2
12	2	5	1	0	P	5
13	10	10	5	5	OR	0.1
14	10	10	2.5	7.5	OR	0.1

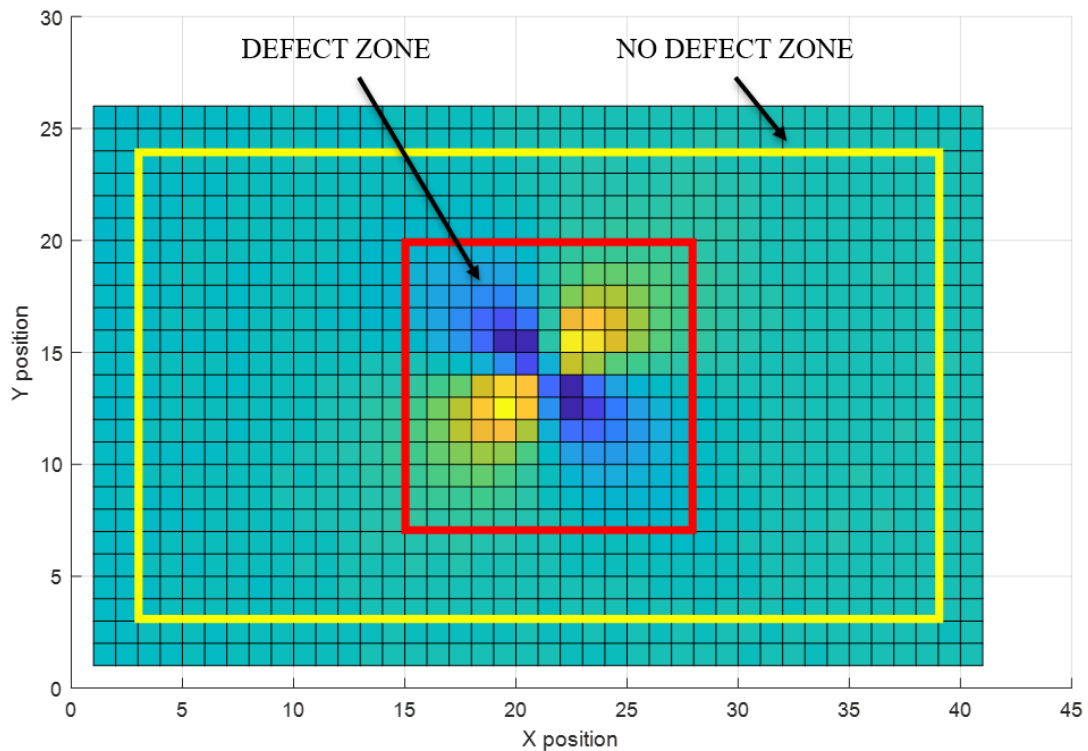
Per motivi di chiarezza, il caso n.1 è correlato a un campione con un'altezza di 2 mm che presenta una cricca di 1 mm di lunghezza collocata ad 1 mm di profondità sotto la superficie del campione; la cricca è orientata ortogonalmente rispetto all'asse di sensibilità del sensore e la frequenza del segnale di eccitazione è di 2 kHz.

### 3.4 Figure di merito e primi risultati sperimentali

Per valutare le prestazioni della sonda EC, in termini di capacità di rilevamento del difetto, è stata definita una figura di merito adeguata, il rapporto segnale rumore (SNR):

$$SNR = 20 \log_{10} \frac{V_{RMS\_DEFECT\_ZONE}}{V_{RMS\_NO\_DEFECT\_ZONE}}$$

Nel dettaglio, considerando la tipica mappa ricostruita mediante il software di elaborazione riportata in Fig.3.13, la figura di merito proposta considera il rapporto segnale rumore (SNR), in scala logaritmica, tra il valore efficace (RMS) della tensione misurata dal sensore nella zona dove è presente il difetto, all'interno del rettangolo rosso ( $V_{RMS\_DEFECT\_ZONE}$ ), rispetto alla zona dove non è presente il difetto, quella all'esterno del rettangolo giallo ( $V_{RMS\_NO\_DEFECT\_ZONE}$ ). In altre parole, il rapporto segnale rumore evidenzia la capacità della sonda di fornire, nella zona del difetto, una risposta superiore a quella ottenuta nella zona senza difetto.



*Figura 3.13: Tipica mappa dei colori di un EC-NDT ricostruita su un campione con difetto al centro. La regione interna al rettangolo rosso è la zona del difetto, quella esterna al rettangolo giallo è la zona senza difetto.*

Inoltre, le stesse prove sono state effettuate con una sonda di riferimento, già ampiamente adottata nel contesto dei EC-NDT. Questa sonda [23], adotta lo stesso sensore magnetico GMR, ma presenta una geometria rettangolare della bobina di eccitazione a singolo avvolgimento. Una sintesi delle principali caratteristiche della sonda adottata per il confronto, sono riportate in Appendice C. Per motivi di leggibilità, in seguito questa sonda viene identificata come "sonda a singola bobina", Fig.3.14.

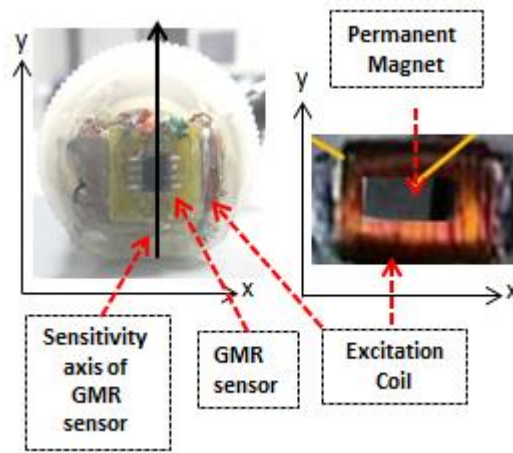


Figura 3.14: Sonda EC-NDT di riferimento a singola bobina

Infine, i risultati comparativi dei test sono mostrati anche usando la rappresentazione normalizzata. Per ogni valore ( $V$ ) misurato dalla sonda, il valore normalizzato  $z$  viene valutato come:

$$z = \frac{V - \mu}{\sigma}$$

dove  $\mu$  e  $\sigma$  sono rispettivamente il valore medio e la deviazione standard ottenuto nella zona senza difetti. Questa normalizzazione consente di confrontare i risultati con diverse ampiezze, valori medi e rumore nella zona con difetti.

I risultati delle due sonde sono comparati tra loro, con lo scopo di evidenziare quanto già discusso nei paragrafi precedenti, ossia del miglioramento delle prestazioni, in termini di rilevazione del difetto, soprattutto quando si trovano a profondità maggiori, della sonda a doppio avvolgimento realizzata rispetto ad una sonda a singolo avvolgimento.

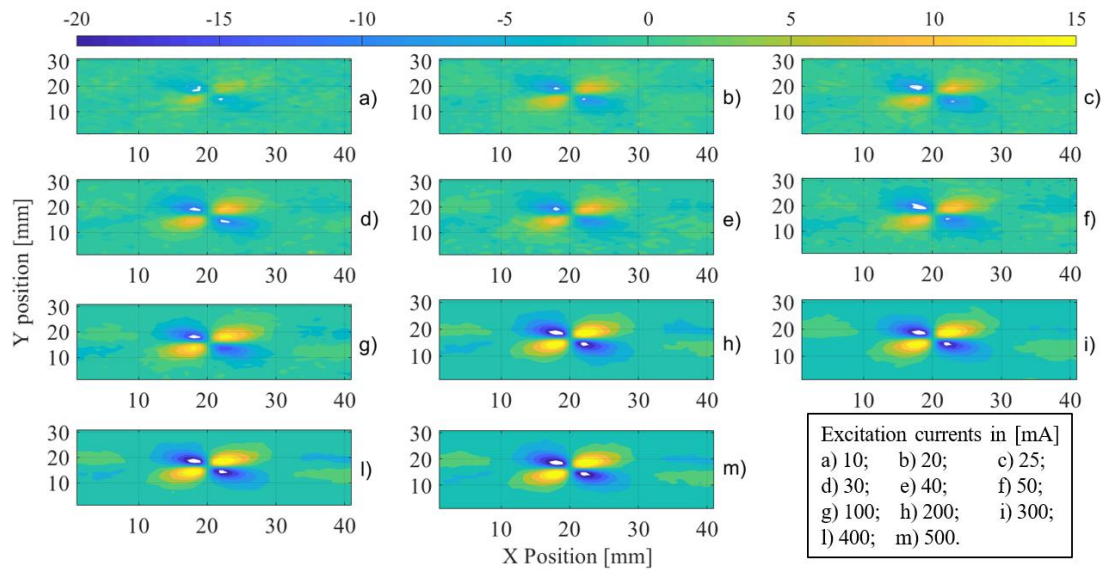
### 3.4.1 Analisi dei risultati sulla cricca da 1 mm di lunghezza

Un confronto tra le prestazioni delle due sonde viene eseguito, considerando inizialmente il caso n.1, valutando le risposte delle due sonde al variare dell'ampiezza della corrente di eccitazione.

Le figure 3.15 e 3.16 mostrano i risultati qualitativi ottenuti, in termini di mappe dei colori, per la sonda a doppia bobina e la sonda a singola bobina rispettivamente. Come riportato nella tabella 1, è stata adottata una frequenza di eccitazione pari a 2 kHz.

La scala dei colori va dal blu scuro (valori più bassi) al giallo (valori più alti). Per quanto riguarda il significato di questa scala di colori nella zona priva di difetti, maggiore è il rumore, maggiore è la presenza di pixel verdi e gialli; invece, più basso è il rumore, più uniforme è la distribuzione di pixel blu.

Le mappe dei colori di Fig.3.15 mostrano un basso rumore rispetto alle relative mappe di Fig.3.16. Inoltre, con ampiezze delle correnti di eccitazione inferiori a 30 mA, non viene evidenziata la presenza del difetto per la sonda a singola bobina. Invece, la sonda a doppia bobina rileva sempre la presenza del difetto al centro del campione.



*Figura 3.15: Mappa dei colori ottenuta utilizzando la sonda a doppio avvolgimento sul caso n.1 con diversi valori di corrente di eccitazione.*

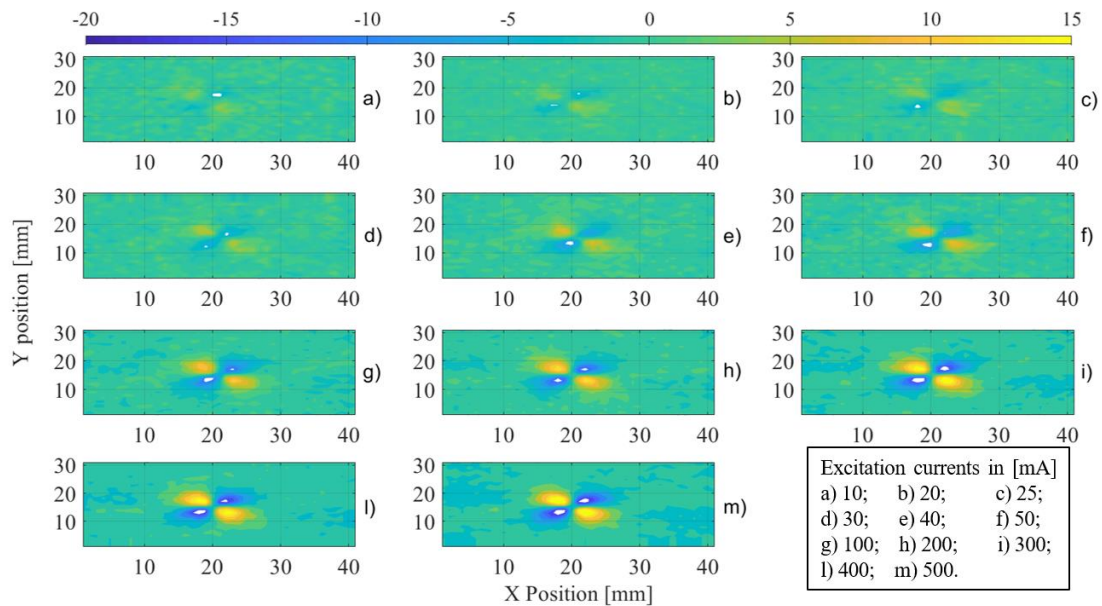


Figura 3.16: Mappa dei colori ottenuta utilizzando la sonda a singolo avvolgimento sul caso n.1 con diversi valori di corrente di eccitazione

Al fine di eseguire un confronto della capacità di rilevamento delle due sonde, la Fig.3.17 mostra, per ciascun valore di corrente di eccitazione considerato, l'ampiezza del segnale rilevato lungo l'asse x nella posizione della sonda lungo l'asse y dove viene raggiunto il valore massimo del segnale rilevato, espresso in unità normalizzata.

Dall'analisi fatta, si osserva come in funzione dell'ampiezza della corrente di eccitazione, la risposta della sonda a doppia bobina presenti una variazione di campo magnetico più elevata di quella della sonda a singola bobina.

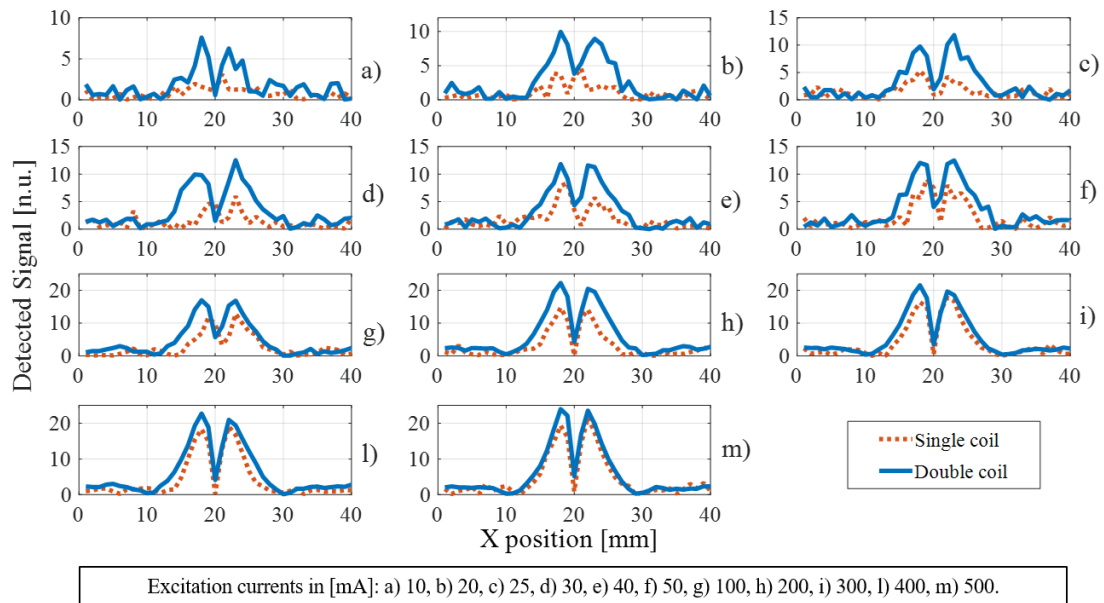


Figura 3.17: Rappresentazione comparativa per il caso n.1, tra la sonda a doppio avvolgimento (linea blu continua) e la sonda a singolo avvolgimento (linea rossa tratteggiata), sulla posizione  $y$  relativa al massimo valore ottenuto

Inoltre, per i casi da a) a d) di Fig. 3.16, ovvero per correnti di eccitazione da 10 mA a 30 mA, le risposte della sonda a singola bobina non consentono di rilevare la presenza del difetto, poiché le ampiezze dovute al difetto sono paragonabili con il rumore.

Infine, la Fig.3.18 mostra i valori di SNR delle due sonde per tutte le ampiezze considerate della corrente di eccitazione. Questa figura riporta anche una linea di soglia al valore di 3dB che rappresenta convenzionalmente il valore di SNR minimo che è significativamente più alto del rumore. Si può notare come il valore di SNR della sonda a doppia bobina sia sempre superiore a quello della sonda a bobina singola.

Inoltre, tutti i valori di SNR per la sonda a doppia bobina sono maggiori del valore di soglia di 3 dB, mentre, per la sonda a singola bobina, i valori di SNR, per le correnti di eccitazione inferiori a 30 mA sono al di sotto di tale soglia. Analizzando tutti questi risultati ottenuti, si può osservare come la figura di merito identificata (SNR), sia un parametro affidabile per evidenziare la capacità di rilevare la presenza di un difetto, nei test considerati.

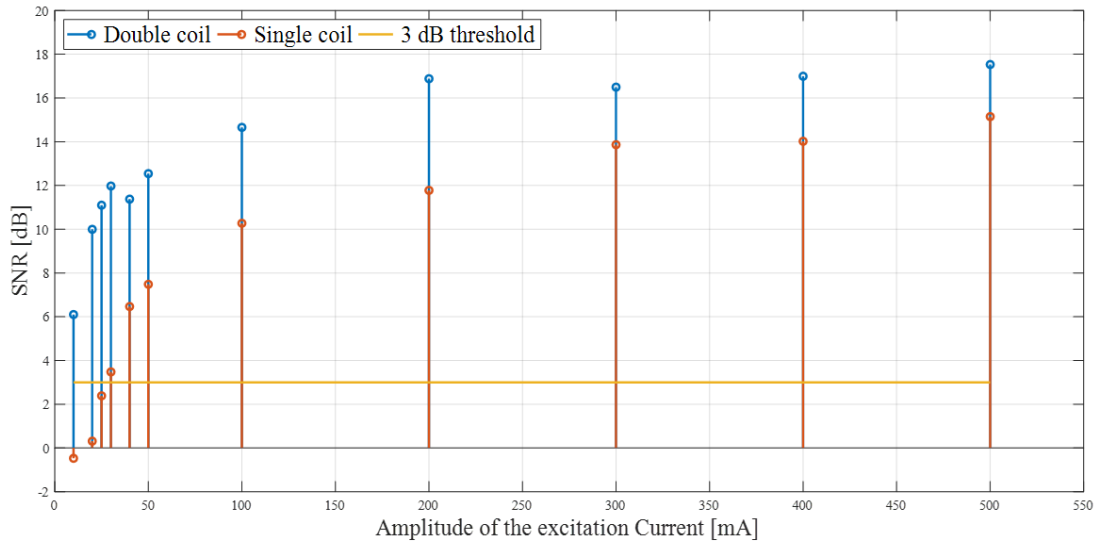


Figura 3.18: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento e singolo avvolgimento sul caso n.1.

Per migliorare l'analisi sopra descritta, la Fig.3.19 mostra, per entrambe le sonde, il comportamento del SNR nel caso di cricche sottili sepolte e superficiali, con lunghezze di 1 mm, considerando sia la scansione ortogonale che parallela.

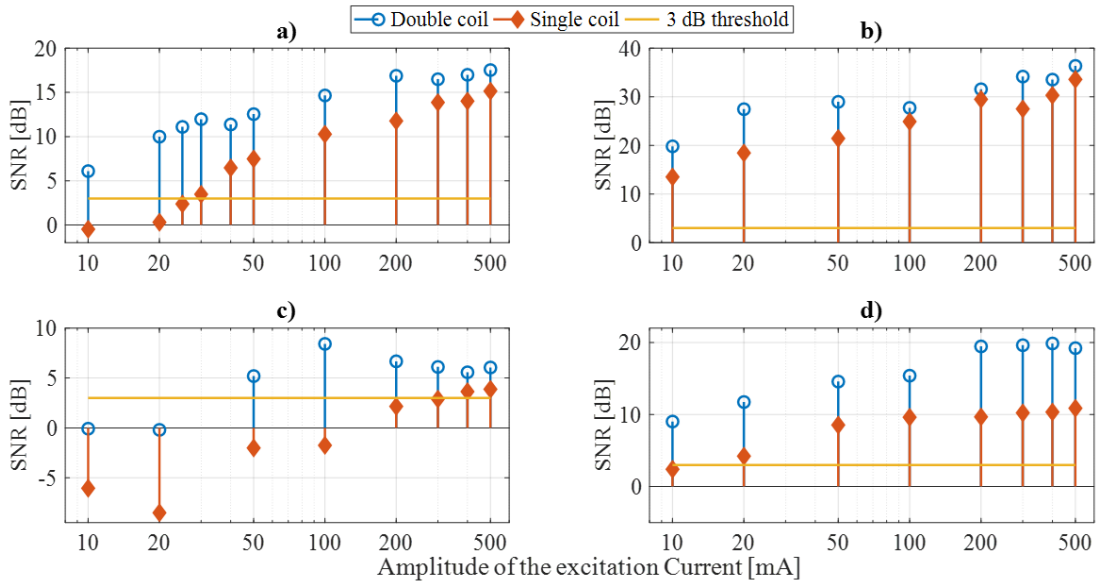


Figura 3.19: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento e singolo avvolgimento sui casi n.1 (a), n.2 (b), n.3 (c) e n.4 (d)

In dettaglio, la Fig.3.19 a) mostra il comportamento del SNR per una cricca sottile annegata, con la scansione ortogonale (caso n.1). La figura 3.19 b) mostra, per lo stesso



orientamento, il caso di cricche superficiali (caso n.2). Le figure 3.19 c) e 3.19 d) mostrano rispettivamente il caso di Fig.3.19 a) e Fig.3.19 b) considerando la scansione parallela (casi n.3 e n.4).

Nel dettaglio, attraverso la Fig.3.19 è possibile eseguire alcune osservazioni:

- a. per la scansione ortogonale, la sonda a doppia bobina raggiunge prestazioni molto più elevate, rispetto alla sonda a singola bobina, solo nel caso in cui la cricca è sepolta. In caso di cricche superficiali, i risultati sono molto simili;
- b. in caso di cricche superficiali, i valori del SNR sono più elevati di quelli ottenuti per i relativi casi annegati, Fig.3.19 b) e Fig.3.19 d), rispetto a Fig.3.19 a) e Fig. 3.19 c);
- c. quando si considera l'orientamento della scansione parallela, si osserva la riduzione del SNR per entrambe le sonde;
- d. la riduzione del SNR, dovute all'orientamento della cricca sono contenute per la sonda a doppia bobina, mentre la sonda a bobina singola mostra una drammatica riduzione delle prestazioni;
- e. nel caso di cricche sepolte orientate ortogonalmente all'asse di sensibilità del sensore, Fig. 3.19 c), per correnti di eccitazione inferiori a 400mA, non si ha il rilevamento del difetto quando viene considerata la sonda a singola bobina; invece, la sonda a doppia bobina fornisce sempre valori di SNR superiori a 5 dB.

### **3.4.2 Analisi dei risultati sulla cricca da 5 mm di lunghezza**

Il confronto delle due sonde su cricche sottili di lunghezza pari a 5 mm sono riportati di seguito, Fig.3.20 e Fig.3.21.

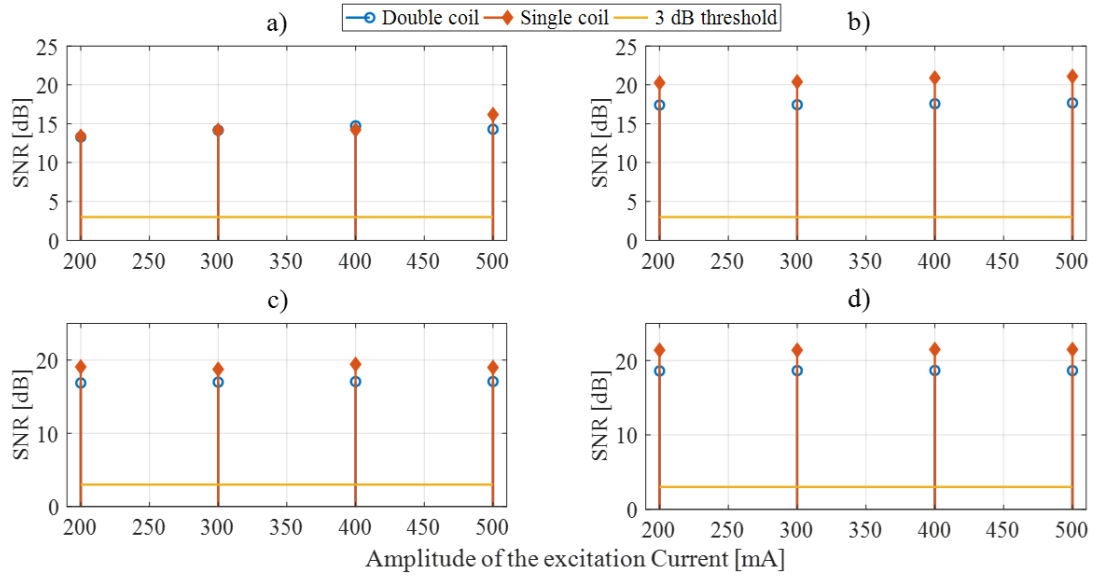


Figura 3.20: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento e singolo avvolgimento sui casi n.5 (a), n.6 (b), n.7 (c) e n. 8 (d)

In dettaglio, la Fig.3.20 a) mostra il caso di una cricca sottile sepolta con scansione ortogonale e un'altezza pari a 0,4 mm, caso n.5 di tabella 1. La figura 3.20 b) mostra il caso di un difetto sottile superficiale (caso n.6), le Fig.3.20 c) e Fig.3.20 d) mostrano gli stessi casi delle figure precedenti quando l'altezza della cricca è pari ad 1 mm (casi n.7 e n.8).

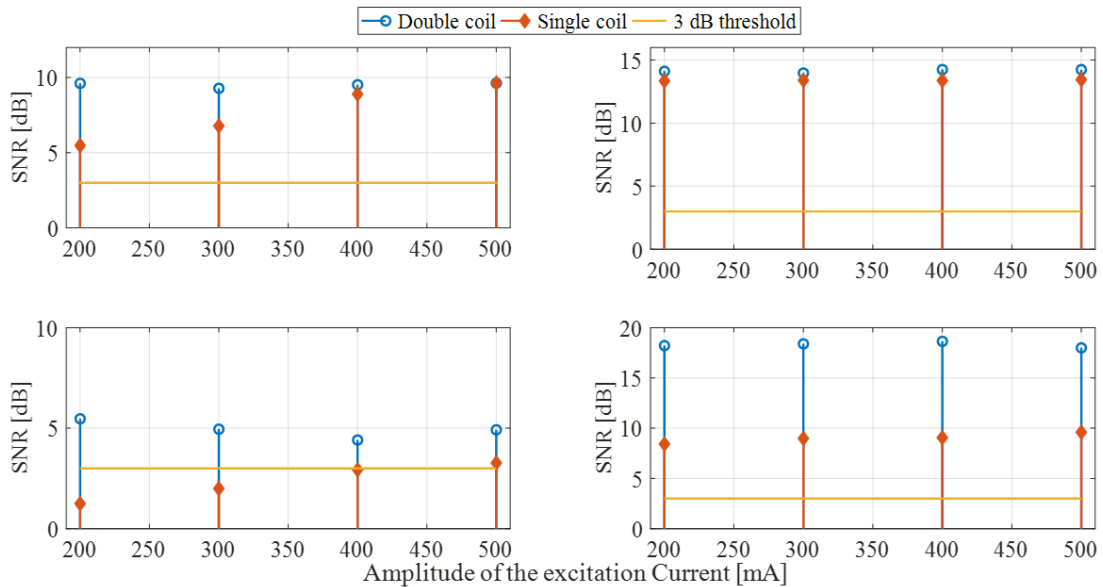


Figura 3.21: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento e singolo avvolgimento sui casi n.9 (a), n.10 (b), n.11 (c) e n. 12 (d)

La figura 3.21 mostra la stessa sequenza della Fig.3.20 quando è considerata la scansione parallela.

Analizzando i risultati ottenuti, è possibile evidenziare come:

- a. nel caso di scansione ortogonale, tutti i casi di Fig.3.20, le prestazioni della sonda a singolo avvolgimento sono leggermente migliori della sonda a doppia bobina qualunque sia l'altezza della cricca;
- b. in caso di scansione parallela, tutti i casi di Fig.3.21, si osserva una riduzione dei valori di SNR rispetto a tutti i casi sperimentati per l'altro orientamento della cricca.
- c. la riduzione dei valori di SNR dovuti alla scansione parallela è inferiore per la sonda a doppia bobina rispetto a quella a bobina singola;
- d. la sonda a singolo avvolgimento, quando le correnti di eccitazione si abbassano sotto i 400 mA, non consente il rilevamento del difetto annegato, orientato parallelo all'asse di sensibilità del sensore e con profondità uguale a 0,4 mm, caso n.11;
- e. la sonda a doppia bobina invece, rileva sempre la presenza del difetto con valori di SNR superiori a 5 dB indipendentemente dall'ampiezza della corrente di eccitazione, dall'orientamento e della profondità del difetto.

### **3.4.3 Analisi dei risultati sulla cricca da 1 cm di lunghezza**

Una ulteriore analisi viene effettuata sul caso n.13 di tabella 1. Ossia su un campione di altezza pari a 1 cm, sul quale è presente una cricca sepolta con una lunghezza di 10 mm, un'altezza di 5 mm e una profondità di 5 mm.

Le figure 3.22 e 3.23 mostrano i risultati qualitativi, per la sonda a doppia bobina e la sonda a bobina singola rispettivamente.

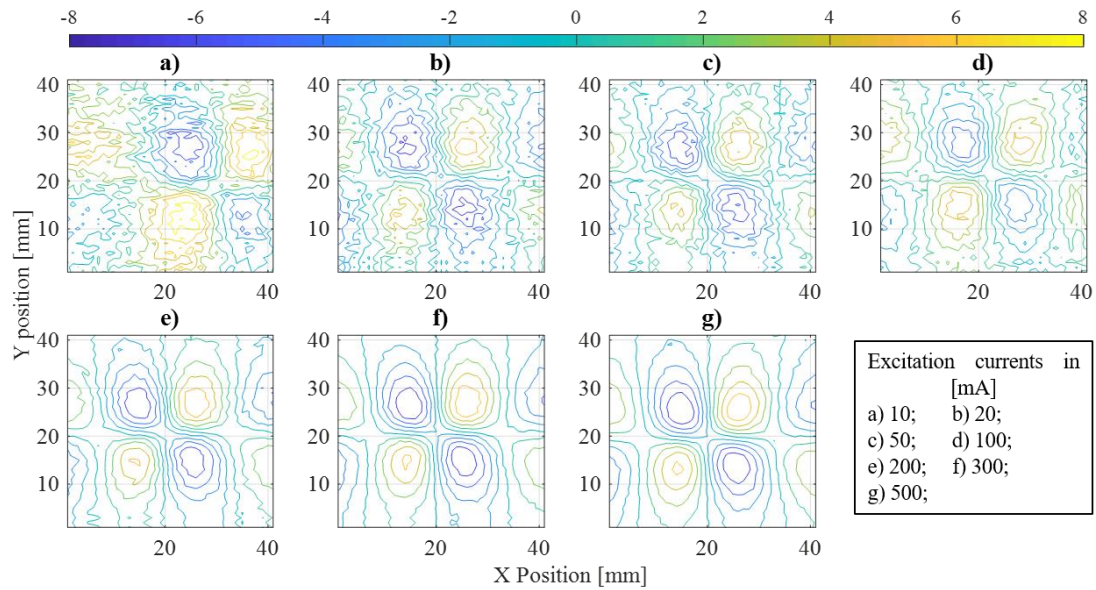


Figura 3.22: Mappa dei colori ottenuta utilizzando la sonda a doppio avvolgimento sul caso n.13 con diversi valori di corrente di eccitazione.

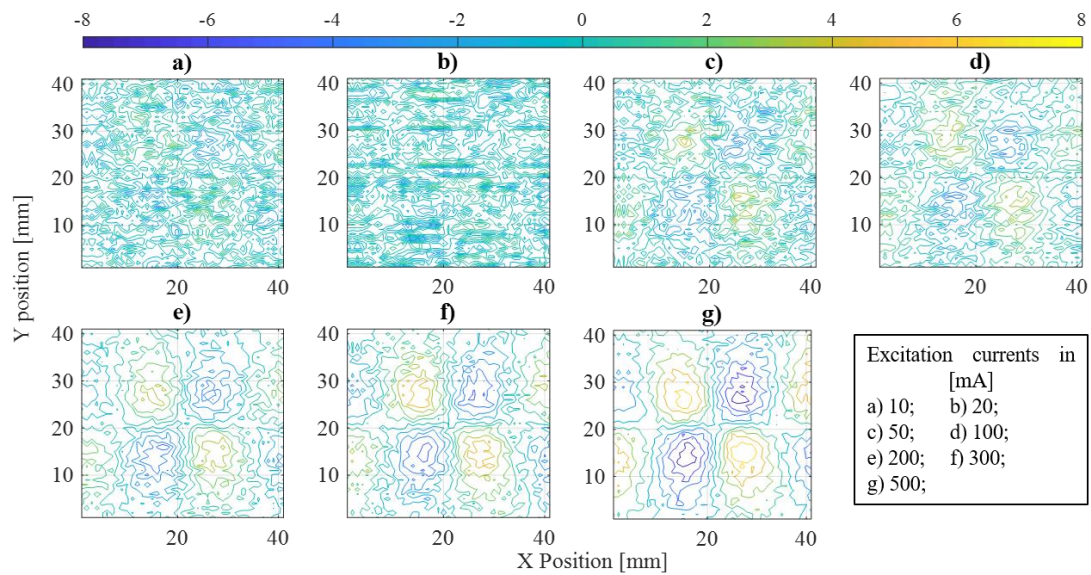


Figura 3.23: Mappa dei colori ottenuta utilizzando la sonda a singolo avvolgimento sul caso n.13 con diversi valori di corrente di eccitazione.

La corrente di eccitazione considerata è caratterizzata da una frequenza di 100 Hz e ampiezze che vanno da 10 mA a 500 mA. Osservando le Fig.3.23 a) e b), l'assenza del rilevamento dei difetti può essere evidenziata, mentre appare chiaramente nelle Fig.3.22 a) e b).

Inoltre, fissata l'ampiezza della corrente di eccitazione, le Fig.3.22 da c) a g) mostrano un rumore più basso rispetto alle stesse mappe dei colori di Fig.3.23.

La figura 3.24 mostra, per ciascuno dei valori della corrente di eccitazione considerato, l'ampiezza del segnale rilevato lungo l'asse x nella posizione della sonda lungo l'asse y per cui il valore massimo del segnale rilevato viene raggiunto, espresso in unità normalizzata.

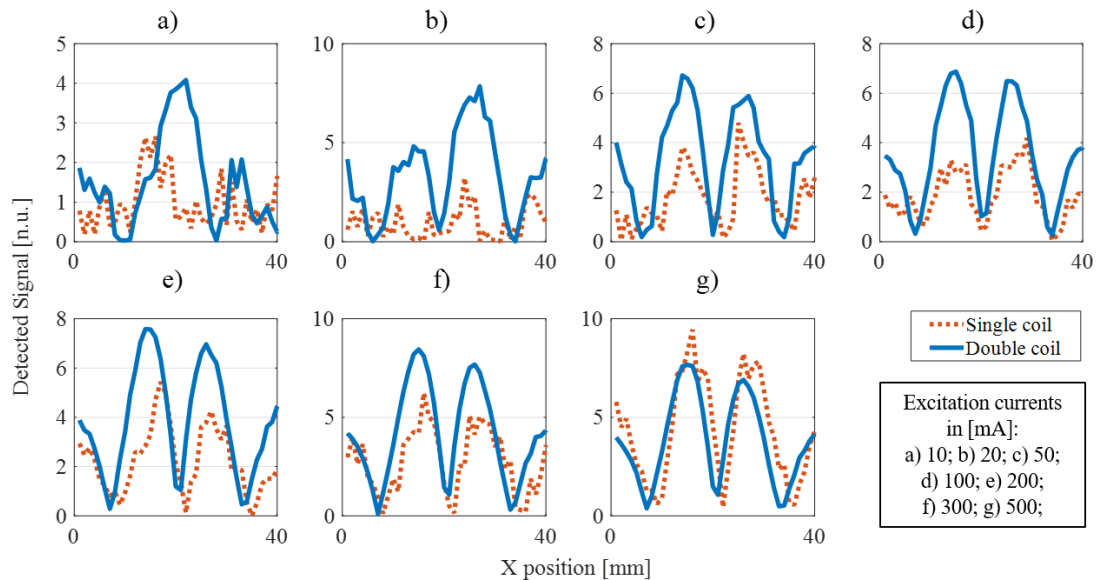
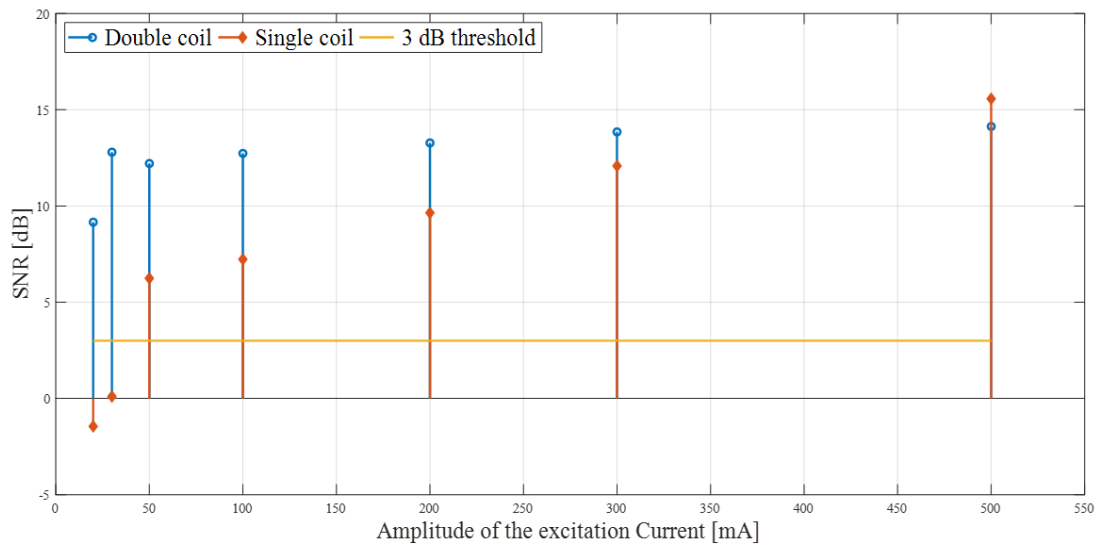


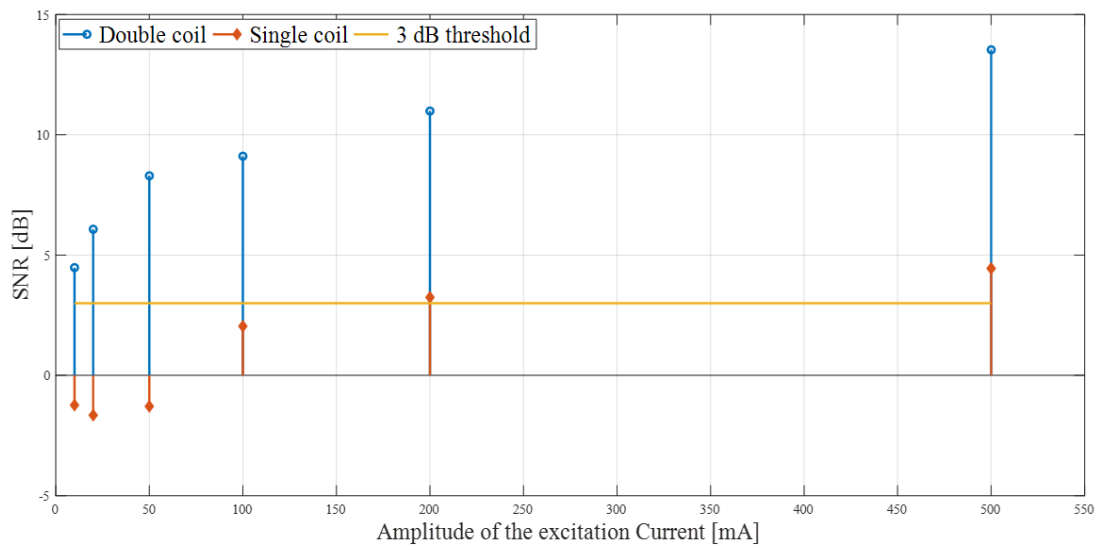
Figura 3.24: Rappresentazione comparativa per il caso n.13, tra la sonda a doppio avvolgimento (linea blu continua) e la sonda a singolo avvolgimento (linea rossa tratteggiata), sulla posizione y relativa al massimo valore ottenuto

Possiamo osservare che per la sonda a singolo avvolgimento, rilevare la presenza del difetto, diventa possibile solo per ampiezze della corrente di eccitazione superiore a 50 mA, Fig.3.24 c), mentre la sonda a doppia bobina rileva in modo affidabile la presenza del difetto anche con la corrente più bassa (10 mA). Inoltre, solo per il caso di Fig.3.24 g), le risposte delle sonde a singola e a doppia bobina diventano molto simili.

I valori di SNR per le due sonde sono riportati in Fig.3.25. Fissata l'ampiezza della corrente di eccitazione, si osserva che i valori di SNR della sonda a doppia bobina sono più alti di quelli della sonda a singola bobina fino a quando l'ampiezza della corrente non raggiunge il valore di 500 mA. Per questo valore, le due sonde hanno prestazioni molto simili. Questo è anche evidenziato dal risultato di Fig.3.24 g). Inoltre, tutti i valori di SNR della sonda a doppia bobina sono sempre maggiori del valore di soglia di 3 dB, mentre, per la sonda a singola bobina, valori di SNR, relativi a correnti inferiori a 50 mA sono al di sotto di tale soglia.



*Figura 3.25: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento e singolo avvolgimento sul caso n.13*



*Figura 3.26: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento e singolo avvolgimento sul caso n.14*

Analoga considerazione può essere fatta per la prova effettuata sul caso n.14 in cui viene considerato un campione con un'altezza pari a 1 cm; con una cricca di lunghezza di 10 mm, un'altezza di 2,5 mm ed annegata ad una profondità di 7,5 mm. I valori di SNR per le due sonde sono riportati in Fig.3.26. In questo caso, le prestazioni della sonda a doppia bobina sono chiaramente migliori, per tutte le ampiezze della corrente

considerata. Escludendo il caso relativo al valore di corrente di 500 mA, la sonda a singolo avvolgimento mostra sempre un SNR sotto la soglia dei 3 dB.

### 3.5 Conclusioni

La valutazione delle prestazioni della sonda EC-NDT, appositamente progettata per rilevare cricche sottili sepolte, che possa esercitare con piccoli valori di corrente di eccitazione sono state analizzate. La sonda si basa sull'adozione di una doppia bobina di eccitazione, un sensore GMR e un supporto adatto, dotato di viti di regolazione, in grado di migliorare la sensibilità e la linearità della sonda e di una bobina di polarizzazione del punto di lavoro della parte sensibile.

Le prestazioni della sonda proposta sono state valutate considerando campioni con difetti di diversa lunghezza, altezza, profondità e orientamento rispetto all'asse di sensibilità della sonda. I risultati sono stati confrontati con una sonda basata su una eccitazione a singola bobina che adotta lo stesso elemento sensibile.

I risultati ottenuti hanno dimostrato come la sonda realizzata mostra prestazioni migliori rispetto alla sonda a singolo avvolgimento, quando si considerano difetti piccoli e sepolti.

Nel dettaglio, la sonda realizzata è in grado di rilevare cricche sepolte e sottili con piccole ampiezze della corrente di eccitazione, anche 10 mA. Le prestazioni ottenute, in presenza dei difetti superficiali considerati, sono simili a quelli garantiti dalla sonda a singola bobina e consentono sempre il rilevamento dei difetti con un valore elevato di affidabilità.

Infine, la sonda a doppia bobina proposta, ha mostrato buona capacità di rilevare cricche sepolte, qualunque sia l'orientamento rispetto al proprio asse di sensibilità, dove invece, la sonda a singola bobina mostra drammatici peggioramenti delle prestazioni, ed in molti casi il rilevamento del difetto non è garantito.

# **CAPITOLO 4. OTTIMIZZAZIONE DELLA SONDA PER EC-NDT**

## **4.1 Introduzione**

Dai risultati ottenuti nel capitolo precedente è emerso come, la sonda a doppio avvolgimento realizzata offra ottime prestazioni in termini di capacità di rilevamento di difetti piccoli ed annegati, migliori rispetto ad una sonda a singolo avvolgimento. Questo risultato, già sottolineato anche da diversi lavori scientifici [45]-[49], è dovuto alla particolare geometria degli avvolgimenti di eccitazione, che permettono di ottenere una densità di corrente indotta, nel materiale conduttore, maggiore e più focalizzata rispetto ad una sonda a singolo avvolgimento, e dalla possibilità di posizionare il sensore di campo magnetico in modo da ottimizzare la sensibilità della sonda.

D'altro canto, però, i risultati ottenuti, hanno evidenziato anche come le prestazioni della sonda sono fortemente correlate all'aspetto dimensionale del difetto indagato. In particolare, si è osservato un decadimento di prestazioni quando l'estensione del difetto (cricca) risulta essere parallelo rispetto all'asse di sensibilità del sensore di campo magnetico utilizzato.

Questo aspetto può essere attribuito a diversi fattori, tra i quali l'impiego di un sensore mono-assiale che garantisce la possibilità di osservare le variazioni di campo magnetico lungo un solo asse, trascurando la possibilità di osservare le variazioni di campo magnetico anche lungo le altre due componenti, che potrebbero invece fornire informazioni aggiuntive e migliorare la capacità di rilevamento della sonda. L'idea quindi, di poter osservare, il comportamento del campo magnetico, nel piano o nello spazio, può essere uno step necessario per garantire prestazioni uniformi nel rilevamento dei difetti, indipendentemente dal loro orientamento, dimensioni e forma.

Fin ora, nelle soluzioni per la sezione di rilevamento del campo magnetico delle sonde a doppio avvolgimento, sono state impiegate strategie che prevedono l'utilizzo di un solo sensore mono-assiale, posto con asse di sensibilità ortogonale rispetto al campo magnetico generato dalla bobina di eccitazione, [45]-[49]. Questa soluzione è



stata dettata soprattutto dalle caratteristiche metrologiche dei sensori disponibili sul mercato e dalle caratteristiche del campo magnetico generato dalla sonda.

In particolare, nei diversi lavori scientifici presenti in letteratura, che adottano questa strategia di eccitazione, [37] [45]-[49], viene evidenziato come il campo magnetico generato dalla sonda risulta essere massimo lungo l'asse ortogonale al verso della corrente di alimentazione, mentre risulta "nullo" (di piccola intensità) lungo gli altri due assi, e dunque la scelta dell'orientamento del sensore è fortemente dipendente dalla possibilità di portare il sensore in saturazione, se fosse disposto con asse di sensibilità parallelo al campo magnetico.

Quindi, risulta lecito, poter considerare la possibilità di introdurre almeno un sensore bidimensionale, che misuri la variazione di campo magnetico lungo le direzioni ortogonali rispetto al campo generato dalla sonda.

Inoltre, dai risultati ottenuti, si è osservato come la sonda a doppio avvolgimento realizzata offra ottime prestazioni in termini di capacità di rilevamento di difetti piccoli ed annegati, anche con valori di corrente di eccitazione molto contenuti (10 mA), che si traduce in valori di campo magnetico non eccessivamente elevati. Questo aspetto è molto importante, perché permette di evitare il problema della saturazione del sensore lungo l'asse del campo magnetico generato dalla sonda.

A valle di queste considerazioni, è nata quindi l'idea di introdurre un sensore triassiale, in modo da poter osservare il comportamento del campo magnetico nello spazio e cercare di garantire prestazioni nel rilevamento dei difetti annegati, con orientamento, dimensioni e forma differenti migliori di quelle ottenute con il solo sensore mono-assiale.

## 4.2 I sensori TMR

Definita la possibilità di poter introdurre un sensore triassiale, all'interno della sonda realizzata, è stata condotta una accurata analisi delle soluzioni presenti sul mercato. Purtroppo, i risultati ottenuti, si sono rilevati poco soddisfacenti soprattutto per la specifica applicazione richiesta.

Infatti, ad oggi non esistono sensori integrati triassiali, in grado di misurare il campo magnetico nello stesso punto dello spazio, che offrono le stesse caratteristiche di risoluzione spaziale, sensibilità e soprattutto di dimensioni ridotte, richieste nei EC-NDT.

L'unica soluzione disponibile in commercio viene fornita dalla casa produttrice MultiDimension, che prevede l'impiego di tre sensori mono-assiali, TMR 2305, orientati ortogonalmente tra loro, Fig.4.1.

Il sensore TMR 2305 appartiene alla categoria di sensori magnetico-resistivi, in particolare sono sensori di campo magnetico basati sull'effetto Tunnel (TMR - Tunneling Magneto-Resistance).

I sensori TMR si basano su una particolare giunzione multistrato (TMJ - Tunneling Magnetic Junction) composta da due strati ferromagnetici separati da una barriera tunnel non magnetica. Il primo strato ferromagnetico è caratterizzato da una direzione magnetica "free", nel senso che può assumere una polarizzazione magnetica con direzione dipendente dal campo magnetico esterno. Il secondo strato ferromagnetico, invece, è "pinned", ovvero la direzione di polarizzazione è fissa e non dipende, entro certi limiti, dal campo magnetico esterno.

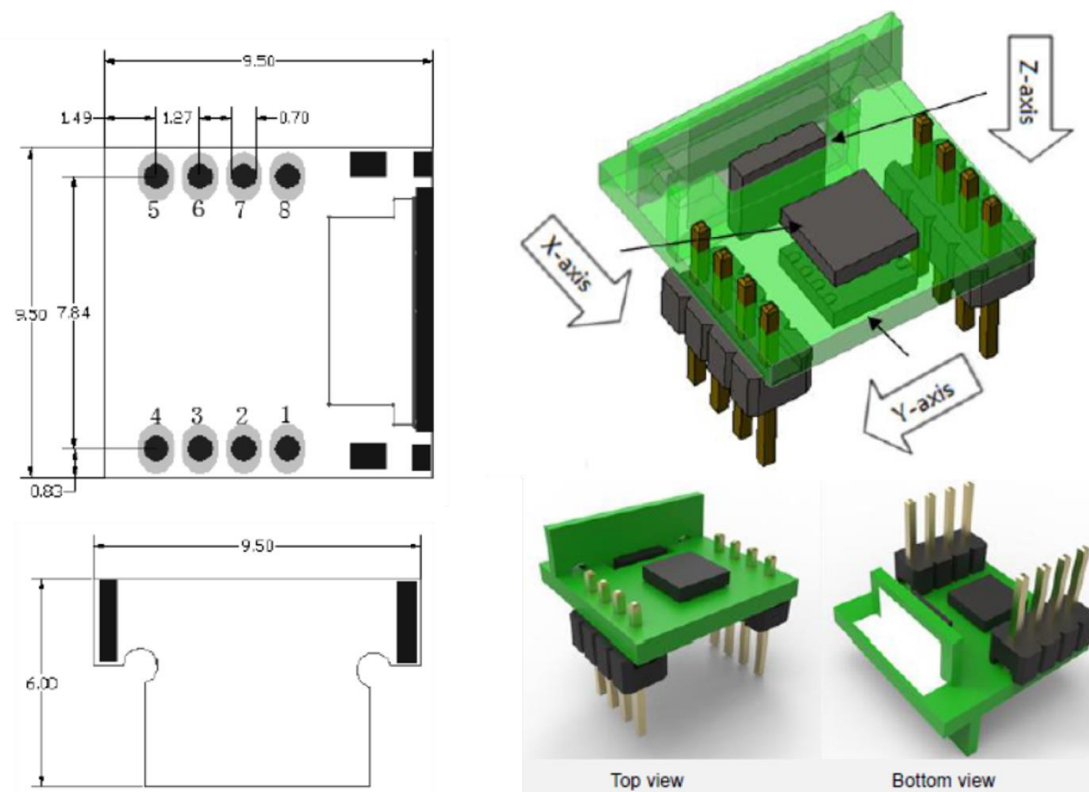


Figura 4.1: Layout del sensore di campo magnetico tri-assiale prodotto dalla MultiDimension

Applicando un campo magnetico esterno, la polarizzazione dello strato libero viene modificata secondo la direzione e l'intensità del campo magnetico applicato, determinando una variazione della resistenza di giunzione complessiva. La figura 4.2

mostra la caratteristica di uscita della TMJ verso le polarizzazioni degli strati ferromagnetici, in funzione del campo magnetico applicato, [68]-[70].

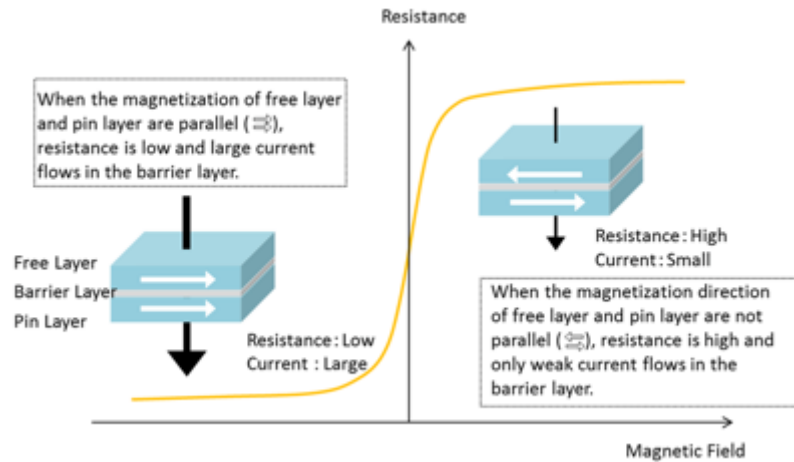


Figura 4.2: Caratteristica di uscita della TMJ verso le polarizzazioni degli strati ferromagnetici, in funzione del campo magnetico applicato

I sensori TMR forniscono una variazione di resistenza maggiore rispetto a quella fornita dai sensori AMR e GMR e non richiedono circuiti di compensazione. Inoltre, rispetto ad un elemento sensibile AMR o GMR, un elemento TMJ presenta una sensibilità più elevata, meno energia di consumo e un intervallo lineare più ampio, [61]-[70].

Queste caratteristiche identificano i sensori TMR, come una soluzione ottimale per applicazioni non distruttive a correnti indotte.

Tabella 2: Caratteristiche metrologiche dei sensori di campo magnetico analizzati

SENSOR	Linear range [G]	Saturation [G]	Sensitivity [mV/V/G]	non-linearity [% FS]	Max Temp. [°C]
TMR 2305	$\pm 4$	$\pm 10$	25	2	150
TMR 2905	$\pm 4$	$\pm 10$	From 50 to 60	2	150
GMR AAH002-02	From 0.6 to 3	6	From 11 to 18	4	150

Infatti, osservando le caratteristiche principali del sensore TMR 2305, riportate in tabella 2, si evidenzia come questo sensore offre un range lineare ed una sensibilità maggiori rispetto al sensore GMR AAH002-02, attualmente adottato nella sonda a doppio avvolgimento realizzata. Inoltre, grazie alla sua caratteristica bipolare, non necessita della polarizzazione per l'ottimizzazione del punto di lavoro.

Questa prima analisi porterebbe a considerare fattibile l'impiego della soluzione offerta dalla casa produttrice MultiDimension, come sensore di campo triassiale. Tuttavia, risulta necessario effettuare qualche considerazione sul layout del sensore.

Osservando con attenzione i dati riportati in Fig.4.1, si può evidenziare come i tre sensori si trovino in posizioni differenti e con posizione dei rispettivi punti di sensibilità non riportate all'interno del datasheet fornito dalla casa costruttrice, [66]. Questo aspetto è di notevole importanza all'interno dei EC-NDT, in quanto misurare il campo magnetico in posizioni differenti senza la possibilità di poter risalire al punto esatto della misura, compromette in modo considerevole l'identificazione della posizione esatta dell'eventuale difetto rilevato. Inoltre, l'assemblaggio finale dei tre sensori, come risulta evidente in Fig.4.1, impone un lift-off differente per ciascuno di essi, con l'impossibilità di poter ottimizzare la sensibilità della sonda. Anche questo aspetto risulta molto importante nel contesto EC-NDT, in quanto come dimostrato in diversi lavori scientifici, [41]-[43], piccole variazioni del lift-off, anche dell'ordine di qualche millimetro, porta a perdite di sensibilità non trascurabili.

Quindi, anche se inizialmente il sensore triassiale, realizzato dalla casa produttrice MultiDimension, basato sull'impiego di tre sensori mono-assiali TMR 2305, sembrava poter essere una soluzione adatta, analizzando in maniera accurata le specifiche del dispositivo, sono emerse delle problematiche che hanno evidenziato come l'impiego di questo sensore porterebbe delle complicazioni rilevanti per il contesto applicativo dei EC-NDT.

Scartata quindi la possibilità di utilizzare il sensore triassiale della MultiDimension, e vista l'assenza di ulteriori soluzioni attualmente presenti in commercio, è nata l'idea di progettare e realizzare un sensore di campo magnetico triassiale, opportunamente sviluppato ed ottimizzato per la sonda a doppio avvolgimento realizzata.

Prima di procedere con la progettazione del sensore triassiale, è stato necessario identificare il sensore di campo magnetico che meglio si presta a questa soluzione.

In questo contesto, l'utilizzo del sensore GMR AAH002-2, non sarebbe una scelta ottimale, in quanto richiede un circuito di controllo esterno in grado di garantire costantemente un punto di magnetizzazione di riferimento adeguato, dovuto alla loro caratteristica unipolare, e una compensazione dell'offset del segnale di uscita, [62], [64]. Questo aspetto, porta con sé delle forti limitazioni, soprattutto quando si considerano soluzioni realizzative che prevedono l'impiego di due o più sensori.

La categoria di sensori TMR però, come analizzato in precedenza, sembra assolvere queste problematiche, offrendo anche prestazioni più performanti dei sensori GMR.

Analizzando le varie soluzioni commerciali disponibili, il sensore mono-assiale TMR 2905 della MultiDimension, sembra essere uno dei sensori più idonei a questo scopo. Le sue caratteristiche principali, tabella 2, mostrano come questo sensore offre un range lineare nell'intervallo  $\pm 4$  G ed una sensitività che varia da 50 a 60 mV/V/G, prestazioni teoricamente migliori rispetto al sensore GMR AAH002-02, considerando inoltre che grazie alla sua caratteristica bipolare, non necessita della polarizzazione del punto di lavoro.

I dati riportati nel datasheet fornito dal costruttore però, non sono sufficienti per identificarne l'applicabilità nel contesto dei EC-NDT, in quanto non vengono riportate informazioni importanti, come le caratteristiche operative nella misura di campi magnetici dinamici, [63]. Inoltre, a causa della recente introduzione sul mercato, il sensore TMR 2905 non è ben noto in termini di prestazioni metrologiche ed inoltre non esistono trattazioni scientifiche che analizzino le prestazioni di tale sensore.

Per tali ragioni, al fine di verificare la possibilità di utilizzare in modo efficiente il sensore TMR 2905 nel contesto dei EC-NDT, è stato necessario eseguirne una caratterizzazione metrologica.

### **4.3 Caratterizzazione metrologica del sensore TMR2905**

Al fine di eseguire la caratterizzazione metrologica del sensore TMR 2905, è stata realizzata la stazione di misura riportata in Fig.4.3, composta da due sezioni principali: la sezione di generazione e la sezione misura. La sezione di generazione è composta da un amplificatore operativo bipolare Kepko 20-20 pilotato da un generatore di segnale, in grado di fornire sia segnali statici (DC) che dinamici (AC), e da una bobina di Helmholtz. Questa architettura consente di generare un campo magnetico di riferimento molto stabile, uniforme e preciso. La sezione di misura è composta da: un multimetro digitale Agilent 34401A che misura le correnti (AC e DC) che fluiscono nella bobina di Helmholtz; una sonda di campo magnetico di riferimento (SH27 GaussMeter di Magnet Physik <sup>TM</sup>), che misura il campo magnetico all'interno della bobina di Helmholtz, un amplificatore da strumentazione SR560 Stanford Research System, con un guadagno variabile, che consente di ottimizzare l'uscita di tensione AC/DC del sensore TMR, allocato nel centro della bobina di Helmholtz, che viene misurata da un multimetro digitale Agilent 34401A. L'intera stazione di misura è

gestita attraverso un personal computer (PC) e un software di automazione sviluppato in ambiente LabVIEW™.

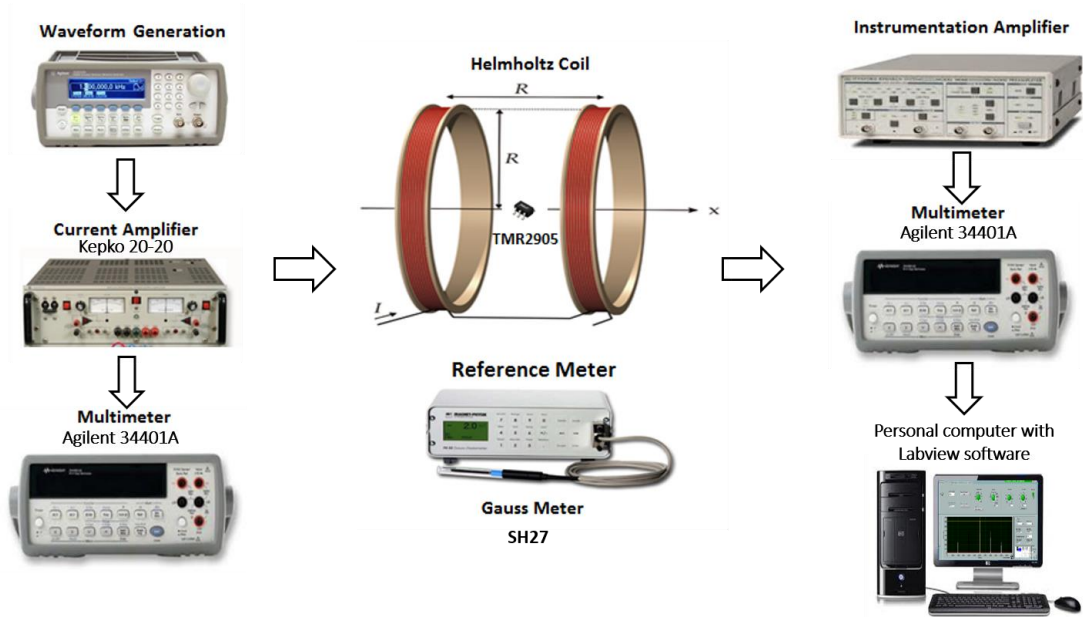


Figura 4.3: Schema a blocchi della stazione di misura per la caratterizzazione del sensore TMR

La caratterizzazione metrologica è stata effettuata per il funzionamento del sensore TMR 2905 sia statico (DC) che dinamico (CA) in diverse condizioni di lavoro.

Il primo passo ha riguardato la stima della caratteristica sperimentale statica (DC). La figura 4.4 a) mostra la caratteristica DC mentre la Fig.4.4 b) mostra la sensitività del sensore TMR 2905, ottenute considerando un range di campo magnetico di  $\pm 30$  G. Osservando la Fig.4.4 a) è possibile evidenziare un intervallo lineare da -4 G a +4 G con un campo di saturazione di  $\pm 10$  G, uguale a quello dichiarato dal costruttore. Osservando invece la Fig.4.4 b), è possibile definire una sensibilità di 53,58 mV/G, calcolata sull'intervallo lineare della caratteristica DC,  $\pm 4$  G.

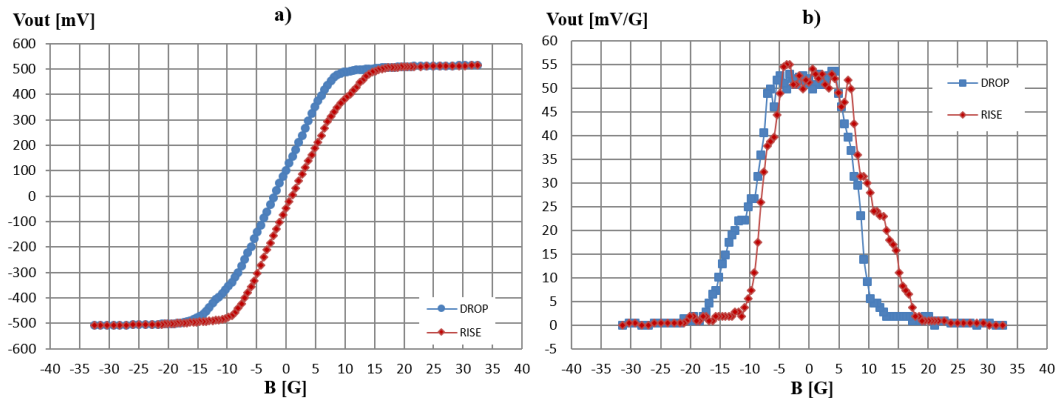


Figura 4.4: Funzione di trasferimento DC (a) e caratteristica di sensibilità (b) del sensore TMR

Il secondo passo ha riguardato la stima della caratteristica sperimentale dinamica (AC). La figura 4.5 a) mostra la caratteristica di sensibilità AC, mentre la Fig.4.5 b) mostra la caratteristica AC del sensore TMR 2905, ottenute considerando un range di campo magnetico di  $\pm 4$  G, dove il sensore ha esibito la sua linearità, nella gamma di frequenza da 1 kHz a 50 kHz.

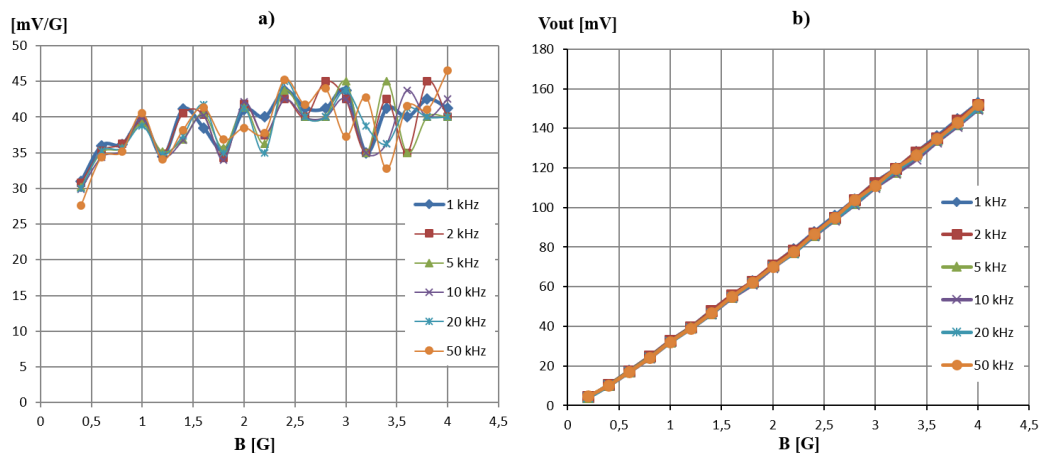


Figura 4.5: Caratteristica di sensibilità AC (a) e funzione di trasferimento AC (b) e del sensore TMR2905

Osservando la Fig.4.4 a), si evidenzia una sensibilità media di circa 39 mV/G, mentre in Fig.4.4 b) si osserva una buona linearità con una variabilità massima di 1,32 mV/G per la gamma di frequenza considerata.

Va sottolineato che i risultati ottenuti per la caratterizzazione sperimentale AC non possono essere confrontati con i parametri del costruttore, in quanto non sono forniti all'interno del datasheet del sensore [63].

### 4.3.1 Valutazione dell'incertezza del sensore TMR2905

A valle della caratterizzazione AC/DC del sensore TMR 2905, sono stati valutati i principali contributi di incertezza che incidono sulle prestazioni del sensore, in quanto il produttore non fornisce alcuna informazione al riguardo, [63]. In particolare, per la valutazione dei contributi di incertezza, sono stati eseguiti test ripetuti nell'intervallo del campo magnetico di  $\pm 4$  G (dove il sensore considerato ha mostrato le migliori prestazioni). Nel dettaglio, sono stati esaminati i contributi di incertezza dovuti alla ripetibilità ( $\sigma_{TMR}$ ), sensibilità ( $\mu_{SEN}$ ), isteresi ( $\mu_{HYS}$ ), non linearità ( $\mu_{NL}$ ) e variabilità di frequenza ( $\mu_{FREQ}$ ) della risposta del sensore.

L'incertezza dovuta alla ripetibilità della risposta del sensore è stata calcolata utilizzando la (5.1), ovvero, mediante la deviazione standard della risposta del sensore ( $V_{out}$ ) rispetto al campo magnetico applicato (G), valutato su N test ripetuti ( $N > 20$ ):

$$\sigma_{TMR} = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} V_{out,i}^2}{\sqrt{N}} \quad 5.1$$

L'incertezza dovuta alla variabilità della sensibilità del sensore è stata calcolata per mezzo della (5.2), dove  $\Delta_{MAXSEN}$  è la differenza tra il valore massimo e minimo dell'uscita del sensore ottenuta con la stessa variazione del campo magnetico imposto  $\Delta G$ :

$$\mu_{SEN} = \frac{\Delta_{MAXSEN}}{\sqrt{3}} \quad 5.2$$

L'incertezza dovuta all'isteresi della risposta del sensore è stata calcolata usando la (5.3), dove  $\Delta V_{MAX}$  e  $\Delta V_{MIN}$  sono il valore di uscita massimo e minimo del sensore con lo stesso valore di campo magnetico imposto, rispetto all'intervallo complessivo del campo magnetico  $\Delta G$  in cui è stato analizzato il ciclo di isteresi ( $\pm 4$ G):

$$\mu_{HYS} = \frac{\Delta V_{MAX} - \Delta V_{MIN}}{\sqrt{3}} \quad 5.3$$

L'incertezza dovuta alla non linearità della risposta del sensore è stata calcolata usando (5.4), dove  $\Delta_{MAXNL}$  è la deviazione massima della risposta del sensore rispetto alla caratteristica di uscita ideale, a seconda del campo magnetico applicato  $\Delta G$ :

$$\mu_{NL} = \frac{\Delta_{MAXNL}}{\sqrt{3}} \quad 5.4$$

L'incertezza dovuta alla variabilità in frequenza della risposta del sensore è stata calcolata usando la (5.5), dove  $MAX_{VAR,FREQ}(V_{OUT})$  è la variazione massima della risposta del sensore con lo stesso campo magnetico applicato, nella gamma di frequenza considerata:



$$\mu_{FREQ} = \frac{MAX_{VAR,FREQ}(V_{OUT})}{\sqrt{3}} \quad 5.5$$

L'incertezza complessiva del sensore TMR dovuta a tutti i contributi sopra citati è stata valutata mediante la (5.6):

$$\dot{\mu}_{TMR} = \sqrt{\dot{\mu}_{SEN}^2 + \dot{\mu}_{TOT}^2} = 1.4 \text{ mV/G} \quad 5.6$$

Dove:

$$\dot{\mu}_{TOT}^2 = \sqrt{\sigma_{TMR}^2 + \mu_{HYS}^2 + \mu_{NL}^2 + \mu_{FREQ}^2} \quad 5.7$$

Infine, un confronto dei risultati ottenuti dal sensore TMR 2905 con le prestazioni del sensore GMR AAH002-02 viene eseguito, sfruttando i risultati mostrati in un eccellente lavoro [51], in cui viene eseguita una caratterizzazione metrologica del sensore GMR AAH002-02. Di seguito viene riportata una comparazione delle principali caratteristiche dei due sensori, tabella 3.

*Tabella 3: Parametri metrologici del sensore TMR 2905 e del sensore GMR AAH002-02*

SENSOR	Linear range [G]	Saturation [G]	Sensitivity [mV/V/G]		non-linearity [% FS]	Hysteresis [% FS]
			DC	AC		
TMR 2905	±4	±10	53,58	39	2,5	7,5
GMR AAH002-02	From 0.6 to 3	6	12,8		6	15

I risultati riportati in tabella 3 mostrano come il sensore TMR 2905 presenti caratteristiche di sensitività e linearità migliori rispetto al sensore GMR sia in condizioni statiche (DC) che dinamiche (AC), con un range operativo di campo magnetico più ampio.

Inoltre, rispetto al sensore GMR, presenta una semplicità implementativa dovuta alla sua caratteristica bipolare, che consente di evitare la necessità di polarizzazione del punto di lavoro, aspetto che pregiudica le prestazioni del sensore GMR se non correttamente definito, come ampiamente dimostrato in [51].

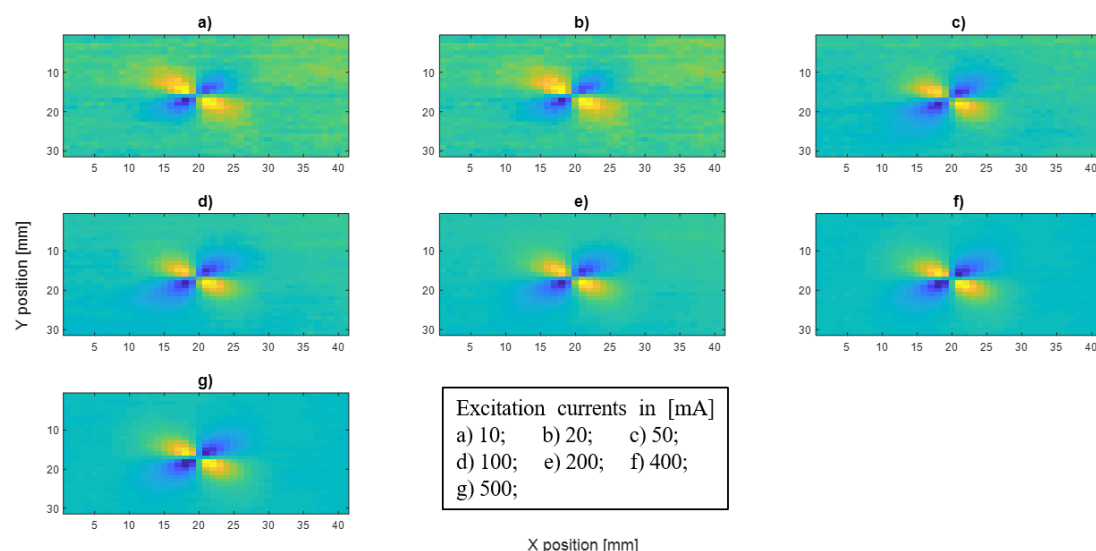
In quest'ottica, lo sviluppo successivo del progetto di ricerca riguarda l'integrazione del sensore TMR nella sonda EC realizzata, per validare le prestazioni appena definite in termini di rilevazione del difetto con obiettivo ultimo di realizzare un prototipo finale di sensore di campo magnetico triassiale.

## 4.4 Comparazione delle prestazioni del sensore TMR 2905 con il sensore GMR AAH002-02

A valle dei risultati ottenuti dalla caratterizzazione metrologica del sensore TMR 2905D, [71], che hanno mostrato prestazioni migliori rispetto al sensore GMR AAH002-02, un ulteriore confronto sperimentale viene eseguito per verificare la bontà del sensore in termini di rilevazione dei difetti in ambito EC-NDT.

In dettaglio, il confronto tra le prestazioni dei due sensori viene eseguito considerando i campioni con i difetti più difficili da rilevare e valutando le risposte dei due sensori, in termini di SNR, al variare dell'ampiezza della corrente di eccitazione. I test vengono eseguiti mediante la sonda a doppio avvolgimento realizzata, utilizzando prima il sensore GMR e poi il sensore TMR.

Per quanto riguarda il setup sperimentale è stata utilizzata la stessa stazione di misura descritta nel §3.3.1, eseguendo la stessa procedura di calibrazione, §3.2.4, a meno del punto b per il sensore TMR, in quanto non necessita di polarizzazione, ed infine, le prove sono state eseguite nelle stesse condizioni descritte nel §3.3.2, considerando i campioni relativi al caso n.1 ed al caso n.2 di tabella 1.



*Figura 4.6: Mappa dei colori ottenuta utilizzando la sonda a doppio avvolgimento con sensore TMR sul caso n.1 con diversi valori di corrente di eccitazione.*

Come riportato nella tabella 1, è stata adottata una frequenza di eccitazione pari a 2 kHz per il caso n.1 e di 5kHz per il caso n.2. La figura 4.6, mostra i risultati qualitativi

ottenuti, in termini di mappe dei colori, per il sensore TMR, per il caso n.1, dove si osserva una rumorosità più bassa rispetto alla relativa mappa dei colori del sensore GMR, Fig.4.10. Si può osservare inoltre che, come accadeva per il sensore GMR anche con il sensore TMR, la sonda a doppia bobina rileva sempre la presenza del difetto, anche con correnti di piccolo valore.

Al fine di eseguire un confronto della capacità di rilevamento dei due sensori, la Fig.4.7 e la Fig.4.8, mostrano, per ciascun valore di corrente di eccitazione considerato, i valori di SNR per i due sensori. Si può notare che, tutti i valori di SNR per entrambi i sensori sono maggiori del valore di soglia di 3 dB, ma i valori di SNR ottenuti con il sensore TMR sono sempre superiori a rispetto a quelli esibiti dal sensore GMR.

Inoltre, con il sensore TMR si ottengono prestazioni molto più elevate, rispetto al sensore GMR, nel caso in cui la cricca è sepolta. In caso di cricche superficiali, i risultati sono molto simili, ed i valori del SNR sono più elevati di quelli ottenuti per il relativo caso annegato.

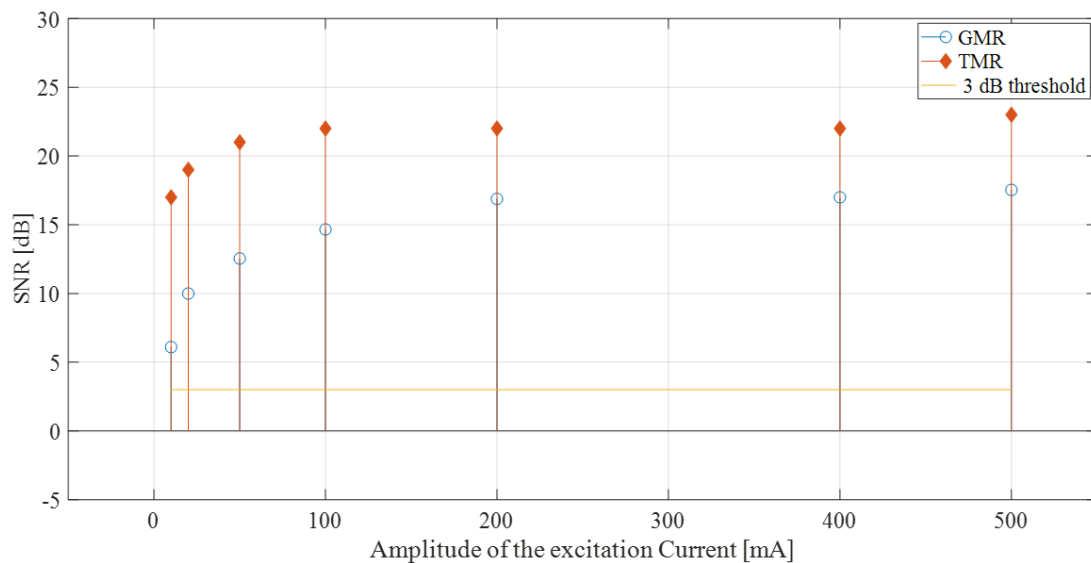


Figura 4.7: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento con sensore GMR e con sensore TMR sul caso n.1.

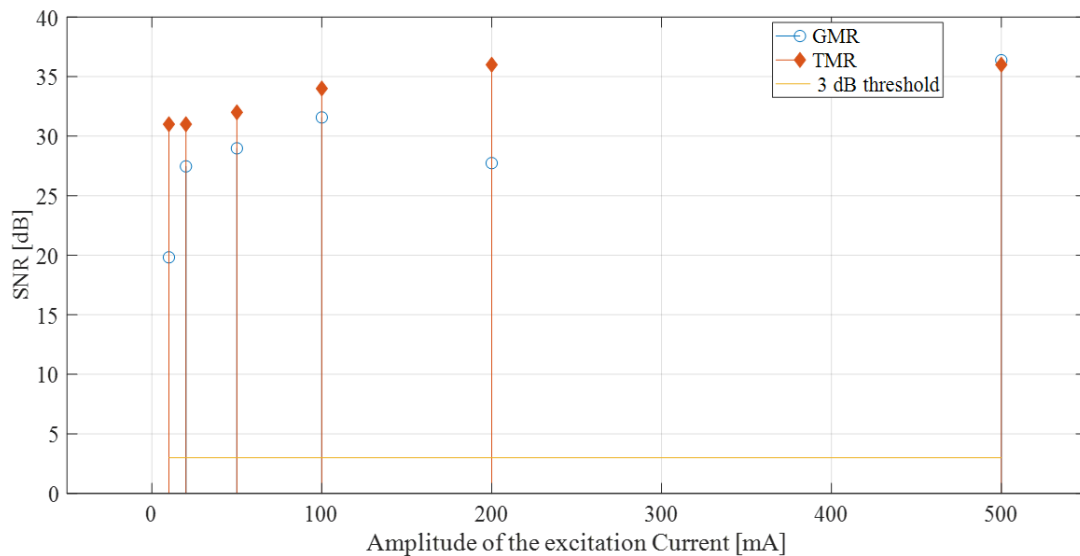


Figura 4.8: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento con sensore GMR e con sensore TMR sul caso n.2.

I risultati ottenuti ribadiscono dunque, quanto già dimostrato nel paragrafo precedente, ossia che il sensore TMR 2905 grazie alle sue ottime caratteristiche di sensibilità, linearità e bassa rumorosità permette di ottenere risultati migliori rispetto al sensore GMR AAH002-02, anche in termini di rilevazione di difetti annegati e di piccole dimensioni.

## 4.5 Il sensore triassiale realizzato

A valle del confronto dei due sensori eseguito nel precedente paragrafo, è stato evidenziato come l'impiego del sensore TMR sia in grado di offrire prestazioni, nella rilevazione dei difetti, superiori rispetto al sensore GMR. Questo aspetto, assieme alle sue caratteristiche funzionali, permette dunque di poter procedere con la realizzazione di un sensore triassiale basato sull'impiego di tre sensori TMR 2905.

In fase di progettazione, sono stati analizzati dettagliatamente tutti gli aspetti implementativi, che permettessero di avallare le problematiche esibite dal sensore triassiale TMR 2305, analizzato nel §4.2, ottimizzando le prestazioni del prototipo finale. Nel dettaglio, gli aspetti principali di analisi hanno riguardato:

- il corretto posizionamento dei tre sensori, in modo da allineare perfettamente i loro punti di sensibilità;
- la corretta disposizione dei tre sensori, in modo che i loro punti di sensibilità si trovassero a distanze note;

- l'ottimizzazione del posizionamento dei tre sensori, in modo da esibire stesso lift-off;
- l'ottimizzazione delle dimensioni finali del prototipo, in modo da poterlo allocare correttamente all'interno della sonda EC realizzata.

Definiti gli aspetti critici da considerare, il primo passo è stato quello di selezionare il sensore TMR 2905 opportuno, in quanto viene commercializzato in due diverse configurazioni, SOP8 e DFN8. La scelta è ricaduta sulla soluzione DFN8 che, come mostrato in Fig.4.9, si presenta con dimensioni più compatte rispetto alla soluzione SOP8, grazie all'assenza dei pin esterni.

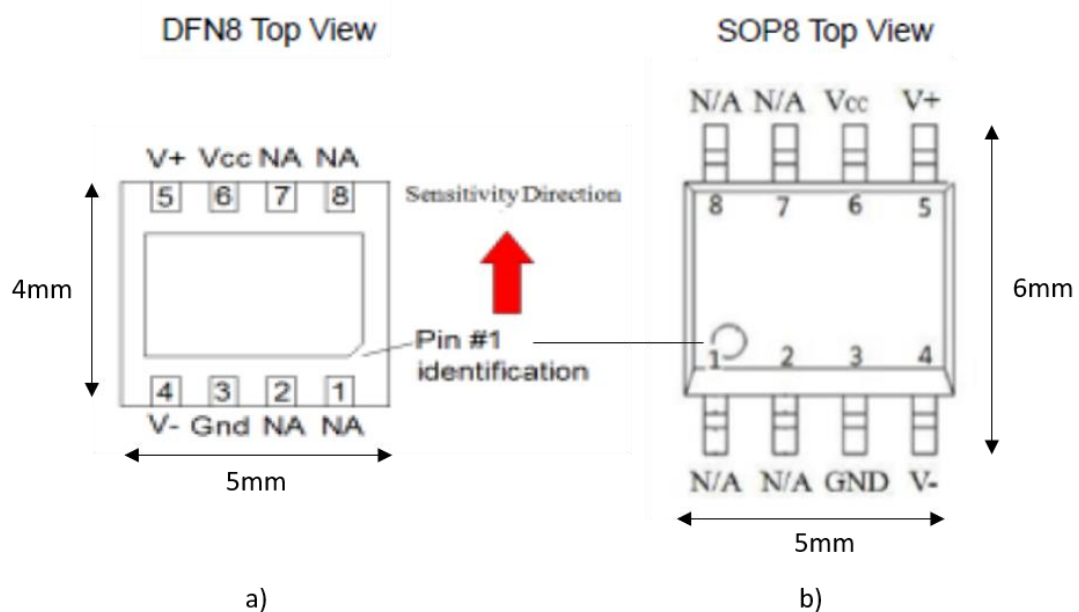


Figura 4.9: Layout del sensore TMR2905: a) DFN8 e b) SOP8

Identificata la tipologia del sensore, il passo successivo è stato definire la corretta disposizione dei sensori, in modo da ottenere un corretto allineamento dei punti di sensibilità che, come mostrato in Fig.4.10, si trova decentrato rispetto alla struttura del sensore.

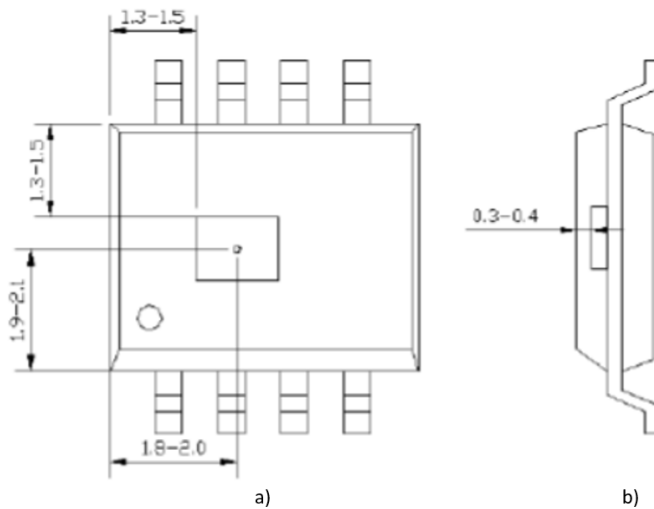


Figura 4.10: Posizione del punto di sensibilità del sensore TMR2905

L'aspetto critico di questa fase è stato il posizionamento del sensore lungo l'asse z, per il quale è stato necessario realizzare un PCB separato, rispetto ai sensori orientati lungo gli assi x e y, Fig.4.11 a), che successivamente sono stati allocati assieme, Fig.4.11 b) e c), mediante una particolare geometria che ne permettesse il perfetto incastro, rispettando i vincoli imposti.

L'intero progetto è stato realizzato mediante il software KiCad, una suite open source di software Electronic Design Automation (EDA) per il disegno di schemi elettrici e circuiti stampati (PCB). Ha un ambiente di sviluppo integrato (IDE) con editor di schematici, generazione della distinta base, sbroglio circuitale del PCB e visualizzatore di file Gerber. Rispetto ad altre alternative open source KiCad permette la gestione di tutte le fasi di lavoro con la stessa interfaccia: disegno circuitale, sbroglio PCB, generazione Gerber, visualizzazione e editing delle librerie.

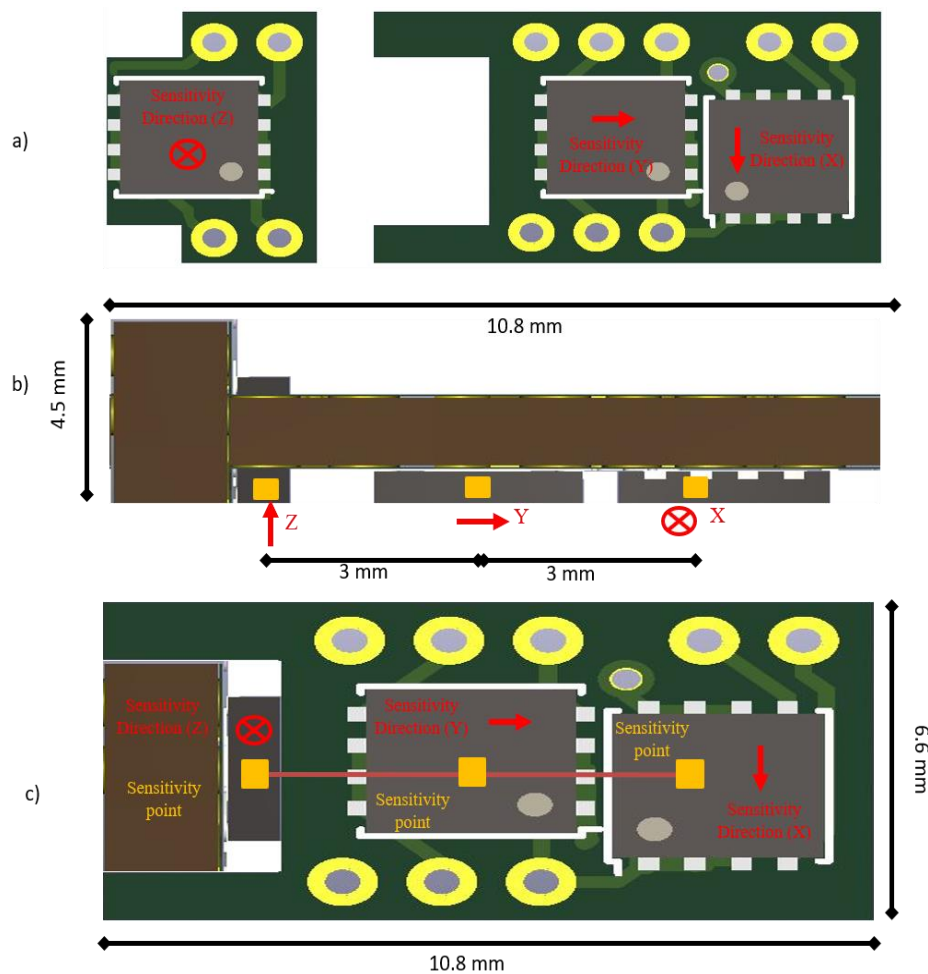


Figura 4.11: Layout del sensore triassiale realizzato: a) prima dell'assemblaggio, assemblato con: b) profilo laterale e c) profilo frontale

Nel dettaglio, con riferimento alla Fig.4.11, i tre sensori sono stati posizionati in modo che i loro punti di sensibilità si trovassero sullo stesso asse, Fig.4.11 c), con distanze note (3 mm) l'uno dall'altro, e con lo stesso lift-off, Fig.4.11 b). Le distanze tra i sensori sono state definite considerando oltre le dimensioni dei sensori stessi, anche la presenza delle piste di collegamento e soprattutto il passo di scansione del sistema di movimentazione utilizzato per l'esecuzione del test (1 mm), in modo da avere una distanza pari ad un multiplo intero di tale passo, assicurando in questo modo che i tre sensori misurino il campo magnetico negli stessi punti spaziali.

Questi aspetti risultano molto importanti, in quanto conoscere perfettamente lo scostamento dei sensori, permette di poter riallineare i punti di sensibilità mediante il software di elaborazione, e quindi ottenere delle mappe che evidenziano la misura dei

sensori nello stesso punto di osservazione. Le dimensioni finali del prototipo sono 10,8 x 6,6 x 4,5 mm.

## 4.6 Analisi dei risultati sperimentali

Il sensore triassiale realizzato è stato inserito all'interno della sonda a doppio avvolgimento, con orientamento degli assi di sensitività come mostrato in Fig.4.12, ed è stata eseguita una caratterizzazione sperimentale per identificare le prestazioni in termini di rilevamento del difetto.

Per quanto riguarda il setup sperimentale, è stata utilizzata la stessa stazione di misura descritta nel §3.3.1, dove il sistema di condizionamento è stato replicato per ciascuno dei tre sensori, con stesso guadagno (9.82) per gli assi y e z, mentre per l'asse x il guadagno è stato imposto ad 1, in quanto essendo orientato parallelamente alla direzione del campo magnetico generato dalla bobina, la risposta del sensore offriva già un buon livello di tensione di uscita. Anche la procedura di calibrazione adottata è stata la medesima descritta nel § 3.2.4, a meno del punto b in quanto il sensore TMR 2905 non necessita di polarizzazione.

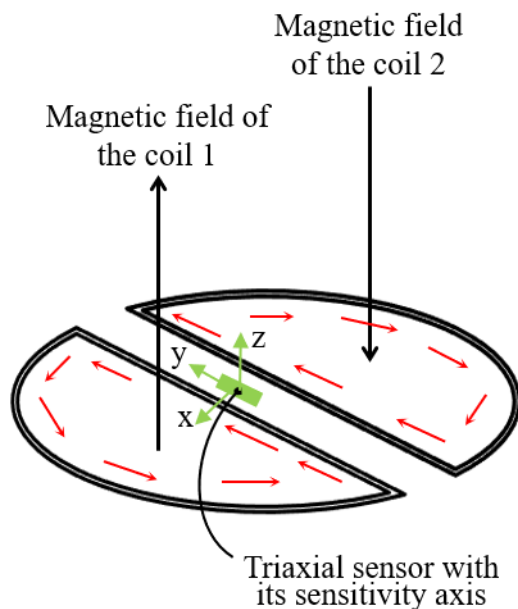


Figura 4.12: Posizionamento del sensore triassiale all'interno della sonda EC realizzata



### 4.6.1 Condizioni di prova

Le prestazioni della sonda con sensore triassiale sono state valutate considerando difetti sia annegati che superficiali su campioni in lega di alluminio (2024T3). La figura 4.13 mostra le caratteristiche principali dei campioni considerati, difetti e percorsi di scansione.

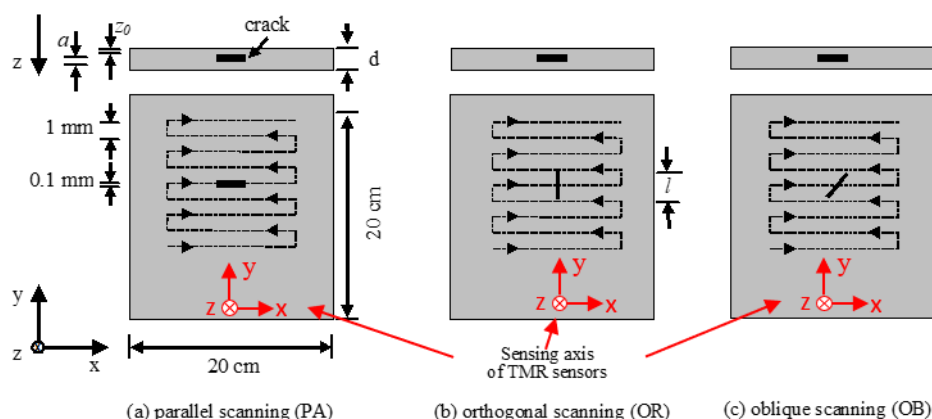


Figura 4.13: Campione rappresentativo delle caratteristiche geometriche del difetto e del percorso di scansione seguito rispetto agli assi di sensibilità del sensore TMR parallelo (a), ortogonale (b) e obliquo (c) rispetto all'orientazione del difetto

Per quanto riguarda i campioni, si tratta di piatti quadrati di 20 cm x 20 cm, aventi diversi spessori ( $d$ ). Nel mezzo dei campioni sono presenti difetti certificati (cricche sottili) caratterizzati da una larghezza fissa pari a 0,1 mm, e lunghezza ( $l$ ), altezza ( $a$ ) e profondità ( $z_0$ ) diverse tra loro. Utilizzando il sistema di movimentazione automatico descritto nel §3.3.1, i campioni vengono scansionati con la sonda EC, seguendo i percorsi mostrati in Fig.4.13.

I difetti analizzati, sono caratterizzati da tre differenti orientamenti: (a) con l'asse  $x$  di rilevamento del sensore triassiale parallelo (P) all'orientamento del difetto; (b) con l'asse  $x$  di rilevamento del sensore triassiale ortogonale (OR) all'orientamento del difetto e (c) con l'asse  $x$  di rilevamento del sensore triassiale obliquo (OB), con angolazione di  $45^\circ$ , all'orientamento del difetto.

La tabella 4 riporta i valori geometrici della cricca/campione e l'orientamento del difetto (layout "P", "OR" o "OB") rispetto al percorso di scansione eseguito.

Per ogni caso di tabella 4, sono stati effettuati prove con differenti ampiezze di corrente di eccitazione che vanno da 50 mA a 200 mA.

Dal momento che vi sono diversi spessori dei campioni e diverse profondità dei difetti ( $z_0$ ), anche la frequenza della corrente di eccitazione è stata ottimizzata per avere

una profondità di penetrazione della corrente indotta ( $\delta$ ) superiore allo spessore del difetto. In particolare, sono state considerate tre diverse frequenze di eccitazione: 100 Hz ( $\delta=12$  mm) per i difetti sepolti sul campione con spessore di 10 mm (casi da n.16 a n.21), 2 kHz ( $\delta=2,7$  mm) per i difetti sepolti sul campione con spessore da 2 mm (casi n.1, n.3, n.5, n.10, n.12, e n.14), e 5 kHz ( $\delta=1,7$  mm) per i difetti superficiali (casi n.2, n.4, n.6, n.7, n.8, n.9, n.11, n.13, n.15, n.17 e n.18).

*Tabella 4: I campioni considerati e le relative caratteristiche dei difetti*

Case #	Specimen thickness (d) [mm]	Crack characteristics				Excitation Frequency [kHz]
		<i>l</i> [mm]	<i>a</i> [mm]	<i>z<sub>0</sub></i> [mm]	Layout	
1	2	1	1	1	OR	2
2	2	1	1	0	OR	5
3	2	1	1	1	P	2
4	2	1	1	0	P	5
5	2	1	1	1	OB	2
6	2	1	1	0	OB	5
7	2	5	0.4	0	OR	5
8	2	5	0.4	0	P	5
9	2	5	0.4	0	OB	5
10	2	8	1	1	OR	2
11	2	8	1	0	OR	5
12	2	8	1	1	P	2
13	2	8	1	0	P	5
14	2	8	1	1	OB	2
15	2	8	1	0	OB	5
16	10	10	2.5	7.5	OR	0.1
17	10	10	2.5	0	OR	5
18	10	10	2.5	7.5	P	0.1
19	10	10	2.5	0	P	5
20	10	10	2.5	7.5	OB	.1
21	10	10	2.5	0	OB	5

Per motivi di chiarezza, il caso n.1 è correlato a un campione con un'altezza di 2 mm che presenta una cricca di 1 mm di lunghezza collocato ad 1 mm di profondità sotto la superficie del campione; la cricca è orientata ortogonalmente rispetto all'asse x di sensibilità del sensore e la frequenza del segnale di eccitazione è 2 kHz.

### 4.6.2 Analisi dei risultati sulla cricca da 1 mm di lunghezza

Una analisi delle prestazioni della sonda con sensore di campo magnetico triassiale viene eseguito, considerando inizialmente il caso n.1 di tabella 4, valutando le risposte dei tre assi del sensore al variare dell'ampiezza della corrente di eccitazione.

La figura 4.14 mostra i risultati qualitativi ottenuti, in termini di mappe dei colori, per i tre assi del sensore, al variare della corrente di eccitazione. Come riportato nella tabella 4, è stata adottata una frequenza di eccitazione pari a 2 kHz.

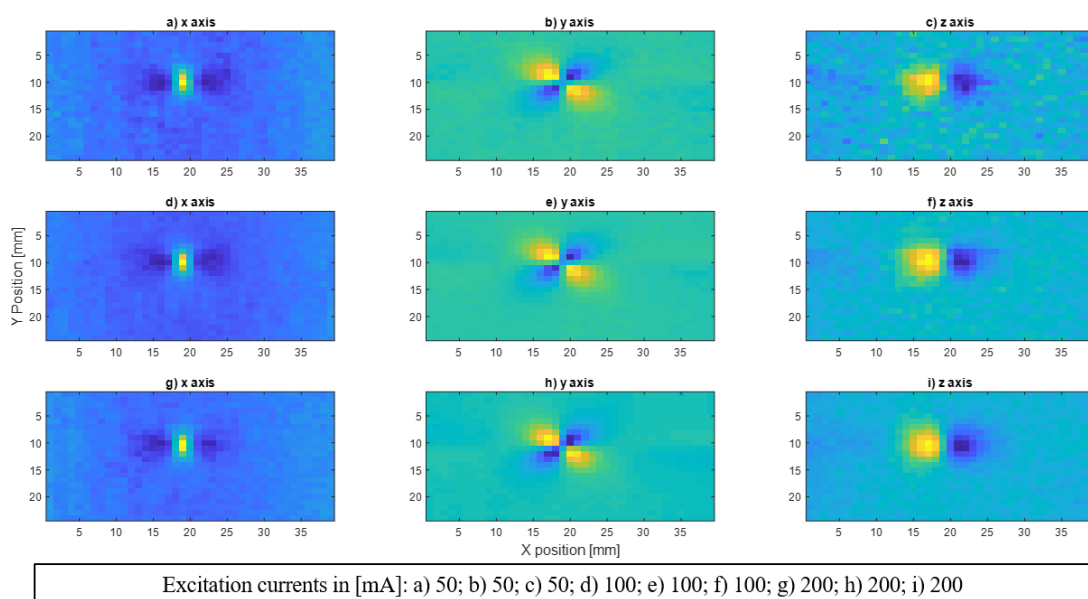


Figura 4.14: Mappa dei colori ottenuta utilizzando la sonda a doppio avvolgimento con sensore TMR triassiale sul caso n.1 con diversi valori di corrente di eccitazione

La scala dei colori va dal blu scuro (valori più bassi) al giallo (valori più alti), dove, nella zona priva di difetti, maggiore è il rumore, maggiore è la presenza di pixel verdi; invece, più basso è il rumore, più uniforme è la distribuzione di pixel blu. Le mappe dei colori di Fig.4.14 mostrano un basso rumore, per tutti e tre gli assi. Inoltre, con ampiezze di correnti di eccitazione di 50 mA, viene evidenziata la presenza del difetto per tutti e tre gli assi del sensore, al centro del campione.

Al fine di eseguire un confronto della capacità di rilevamento dei tre assi del sensore, la Fig.4.15 mostra i valori di SNR, per i tre assi, della sonda a doppio avvolgimento, per tutte le ampiezze considerate della corrente di eccitazione, nel caso di cricche sottili sepolte e superficiali, con lunghezze di 1 mm, considerando la scansione ortogonale, parallela e obliqua, casi da n.1 a n.6 di tabella 4. Questa figura

riporta anche una linea di soglia al valore di 3dB che rappresenta convenzionalmente il valore del SNR minimo che è significativamente più alto del rumore.

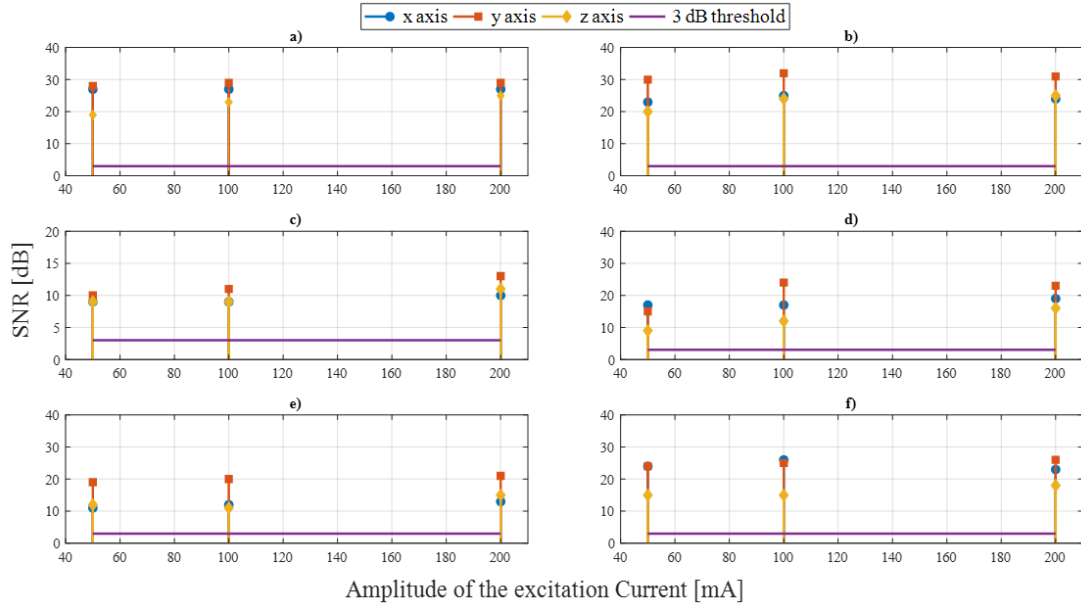


Figura 4.15: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento, con sensore triassiale TMR, per ogni asse, sui casi n.1 (a), n.2 (b), n.3 (c), n.4 (d), n.5 (e) e n.6 (f).

In dettaglio, la Fig.4.15 a) mostra il comportamento del SNR per una cricca sottile annegata, con la scansione ortogonale, caso n. 1). La figura 4.15 b) mostra, per lo stesso orientamento, il caso di cricche superficiali, caso n. 2). Le figure 4.15 c) e 4.15 d) mostrano rispettivamente il caso di Fig.4.15 a) e Fig.4.15 b) considerando la scansione parallela, casi n.3 e n.4, ed infine le Fig.4.15 e) e Fig.4.15 f) mostrano rispettivamente il caso di Fig. 4.15 a) e Fig.4.15 b) considerando la scansione obliqua, casi n.5 e n.6.

Attraverso la Fig.4.15 è possibile eseguire alcune osservazioni:

- per la scansione ortogonale, i tre assi del sensore raggiungono prestazioni più elevate, rispetto alla scansione parallele ed obliqua;
- in caso di cricche superficiali, valori del SNR sono più elevati di quelli ottenuti per i relativi casi annegati;
- le riduzioni dei SNR dovute all'orientamento della cricca sono contenute per l'asse y, mentre gli assi x e z mostrano una lieve riduzione delle prestazioni;
- tutti e tre gli assi, rilevano sempre la presenza del difetto con valori di SNR superiori a 10 dB indipendentemente dall'ampiezza della corrente di eccitazione, dalla profondità e dall'orientamento del difetto.

### 4.6.3 Analisi dei risultati sulla cricca da 5 mm di lunghezza

L'analisi delle prestazioni del sensore triassiale, su cricche sottili di lunghezza pari a 5 mm sono riportati di seguito, Fig.4.16. In dettaglio, la Fig.4.16 mostra il caso di una cricca sottile e profondità pari a 0,4 mm, con scansione ortogonale, caso n. 7, Fig.4.16 a), con scansione parallela caso n.8, Fig.4.16 b) e con scansione obliqua caso n.9, Fig.4.16 c).

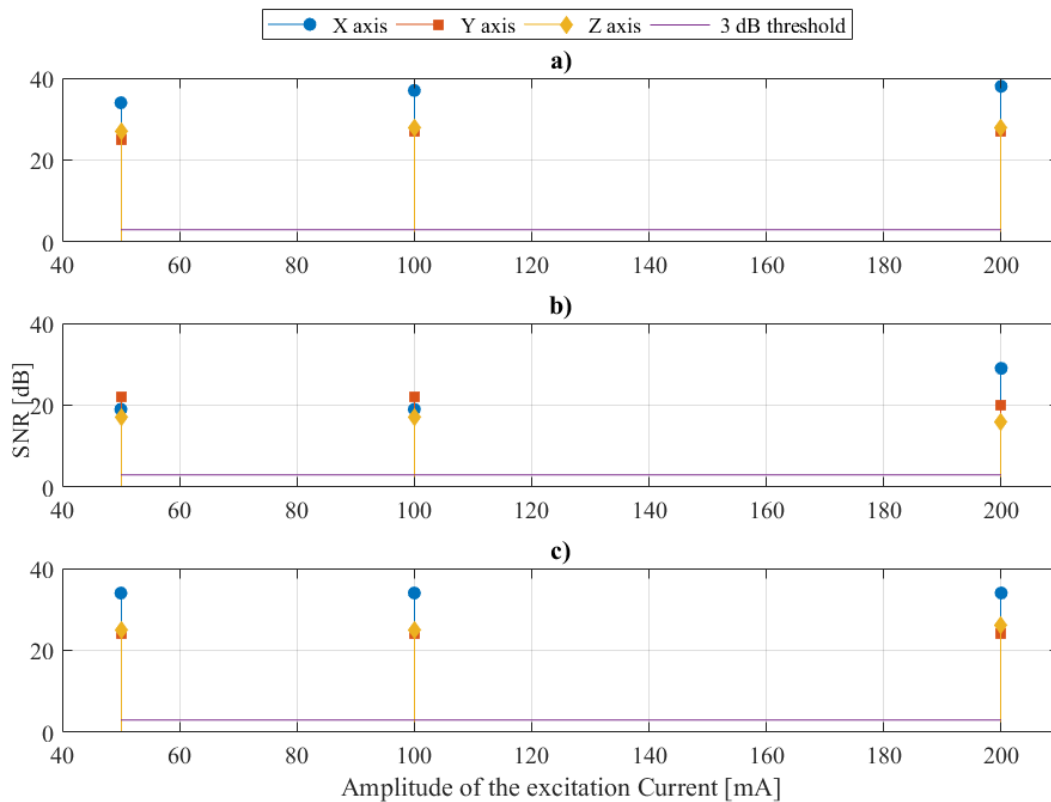


Figura 4.16: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento, con sensore triassiale TMR, per ogni asse, sui casi n.7 (a), n.8 (b) e n.9 (c).

Analizzando i risultati ottenuti, è possibile evidenziare come:

- nel caso di scansione ortogonale e obliqua, le prestazioni del sensore orientato lungo l'asse x siano leggermente migliori, rispetto agli assi y e z;
- in caso di scansione parallela, si osserva una riduzione contenuta dei valori di SNR rispetto ai casi sperimentati per gli altri orientamenti della cricca, per tutti e tre gli assi;
- tutti e tre gli assi, rilevano sempre la presenza del difetto con valori di SNR superiori a 17 dB indipendentemente dall'ampiezza della corrente di eccitazione e dall'orientamento del difetto.

#### 4.6.4 Analisi dei risultati sulla cricca da 8 mm di lunghezza

Una analisi delle prestazioni viene effettuata sui casi da n.10 a n.15 di tabella 4. Ossia su un campione di altezza pari a 2 mm, sul quale è presente una cricca di lunghezza di 8 mm, un'altezza di 1 mm e una profondità di 1 mm, e su un campione di altezza pari a 2 mm, sul quale è presente una cricca superficiale di lunghezza di 8 mm, un'altezza di 1 mm.

La figura 4.17 mostra, i valori di SNR per i tre assi del sensore, per ciascuno dei casi considerati.

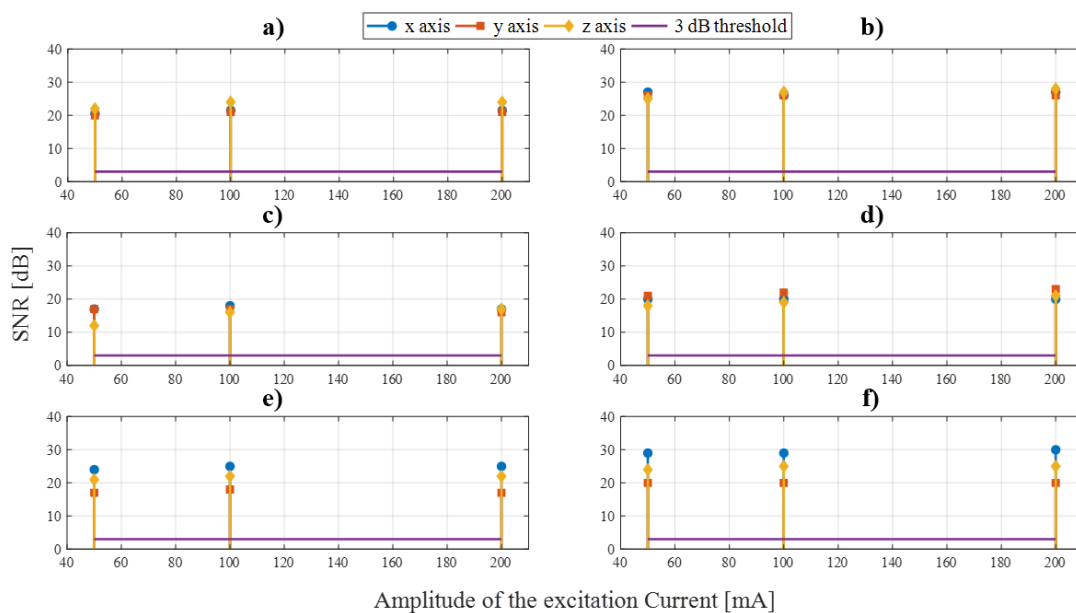


Figura 4.17: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento, con sensore triassiale TMR, per ogni asse, sui casi n.10 (a), n.11 (b), n.12 (c), n.13 (d), n.14 (e) e n.15 (f).

Nel dettaglio, attraverso la Fig.4.17 è possibile eseguire alcune osservazioni:

- tutti e tre gli assi, rilevano sempre la presenza del difetto con valori di SNR quasi sempre superiori a 20 dB indipendentemente dall'ampiezza della corrente di eccitazione, dalla profondità e dall'orientamento del difetto
- in caso di cricche superficiali, valori del SNR sono leggermente più elevati di quelli ottenuti per i relativi casi annegati (Fig.4.17 b, Fig.4.17 d e Fig.4.17 f rispetto a Fig.4.17 a, Fig.4.17 c e Fig.4.17 e);
- le riduzioni dei SNR dovute all'orientamento della cricca sono contenute per tutti e tre gli assi;
- l'asse x è quello che offre prestazioni migliori, rispetto agli assi y e z, quando il difetto assume un orientamento obliquo.

#### 4.6.5 Analisi dei risultati sulla cricca da 1 cm di lunghezza

Un'ulteriore analisi viene effettuata sui casi da n.16 a n.21 di tabella 4. Ossia su un campione di altezza pari a 1 cm, sul quale è presente una cricca sepolta con una lunghezza di 10 mm, un'altezza di 2.5 mm e una profondità di 7.5 mm, e su un campione di altezza pari a 1 cm, sul quale è presente una cricca superficiale con una lunghezza di 10 mm, un'altezza di 2.5 mm. La figura 4.15 mostra i valori di SNR, per i tre assi del sensore, della sonda a doppio avvolgimento, per tutte le ampiezze considerate della corrente di eccitazione che vanno da 50 mA a 200 mA.

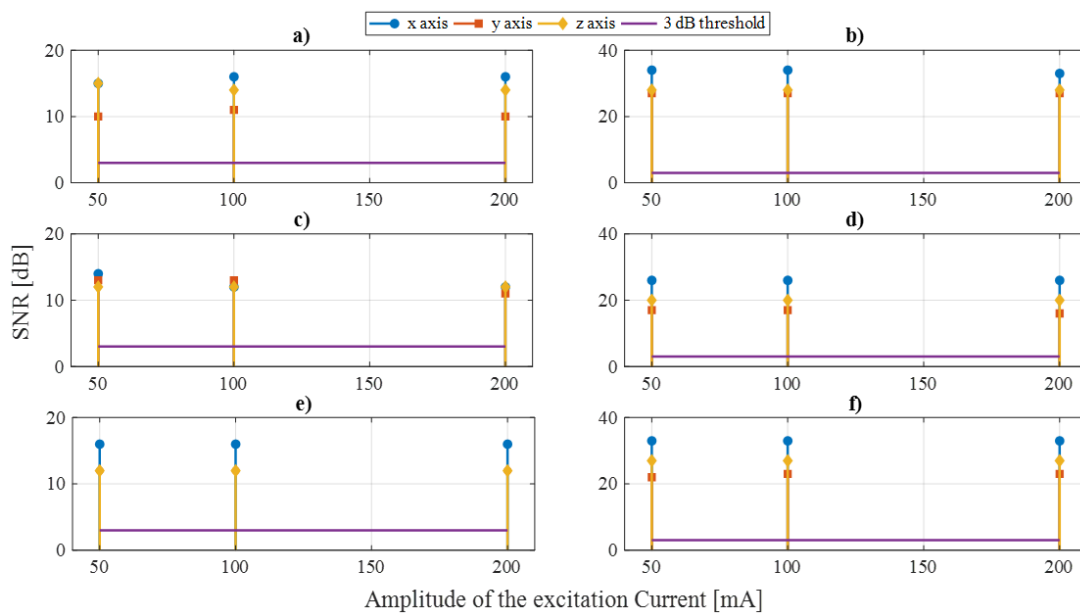


Figura 4.18: Comparazione dei SNR calcolati per la sonda a doppio avvolgimento, con sensore triassiale TMR, per ogni asse, sui casi n.16 (a), n.17 (b), n.18 (c), n.19 (d), n.20 (e) e n.21 (f).

Nel dettaglio, attraverso la Fig.4.18 è possibile eseguire alcune osservazioni:

- tutti e tre gli assi, rilevano sempre la presenza del difetto con valori di SNR superiori a 10 dB indipendentemente dall'ampiezza della corrente di eccitazione, dalla profondità e dall'orientamento del difetto
- in caso di cricche superficiali, valori del SNR sono più elevati di quelli ottenuti per i relativi casi annegati (Fig.4.18 b, Fig.4.18 d e Fig.4.18 f, rispetto a Fig.4.18 a, Fig.4.18 c e Fig.4.18 e);
- le riduzioni dei SNR dovute all'orientamento della cricca sono contenute per l'asse x, mentre gli assi y e z mostrano una lieve riduzione delle prestazioni;
- l'asse x è quello che offre prestazioni migliori, rispetto agli assi y e z, per tutti i casi considerati.

### 4.6.6 Conclusioni

L'inserimento del sensore triassiale, all'interno della sonda EC a doppio avvolgimento, ha permesso di ottimizzare ulteriormente le prestazioni ottenute con la medesima sonda con sensore GMR mono-assiale, soprattutto nella rilevazione dei difetti annegati.

Dai risultati ottenuti infatti, si può evidenziare come, ogni asse del sensore triassiale esibisce dei valori di SNR differenti, che dipendono dalla profondità, dall'orientamento e dalla dimensione del difetto, ma che non sono mai inferiori ai 10 dB, anche con valori di corrente contenuti (50 mA). Questo significa che in funzione dell'orientamento del difetto, vi è sempre almeno un sensore che risponde meglio rispetto agli altri, è quindi la rilevazione del difetto è sempre garantita. Questo risultato permette quindi, di superare le problematiche nate con l'impiego di un sensore mono-assiale, in cui le caratteristiche del difetto pregiudicavano le prestazioni di rilevamento della sonda.

Nel dettaglio, analizzando i risultati ottenuti, considerando sempre l'asse di rilevamento che presenta maggiore sensibilità, si può evidenziare come:

- nei casi di difetti superficiali e annegati con orientamento ortogonale, si ottengono valori di SNR che vanno dai 30 ai 40 dB con il sensore triassiale TMR, in funzione della dimensione del difetto, rispetto ai 15-20 dB ottenuti con il sensore mono-assiale GMR;
- nei casi di difetti superficiali e annegati con orientamento parallelo, si ottengono valori di SNR dell'ordine dei 20 dB con il sensore triassiale TMR, in funzione della dimensione del difetto, rispetto ai 10-15 dB ottenuti con il sensore mono-assiale GMR.

Quindi, nei casi di difetti superficiali e annegati con orientamento ortogonale, dove la sonda con sensore GMR presentava già buone prestazioni di rilevamento dei difetti, la sonda con sensore triassiale ha offerto risultati migliori in termini di SNR.

Nei casi invece, di difetti superficiali e annegati, con orientamento parallelo, dove la sonda con sensore GMR presentava un decadimento delle prestazioni nel rilevamento dei difetti, la sonda con sensore triassiale ha mostrato risultati nettamente migliori in termini di SNR, grazie all'ausilio degli altri due sensori.



## 4.7 Confronto con lo strumento commerciale Nortec 600

A valle dell'analisi dei risultati, effettuata nei paragrafi precedenti, le prestazioni della sonda realizzata, sono state confrontate con quelle di uno strumento commerciale, il Nortec® 600 della Olympus.

Il Nortec® 600, Fig.4.19, è uno strumento portatile realizzato appositamente per il rilevamento di difetti con il metodo delle correnti indotte, in grado di soddisfare le esigenze del grado IP66, e conforme alla norma EN-15548. Questo strumento si basa sull'analisi dell'impedenza, e presenta diversi modelli di sonde, a seconda delle esigenze, [72].

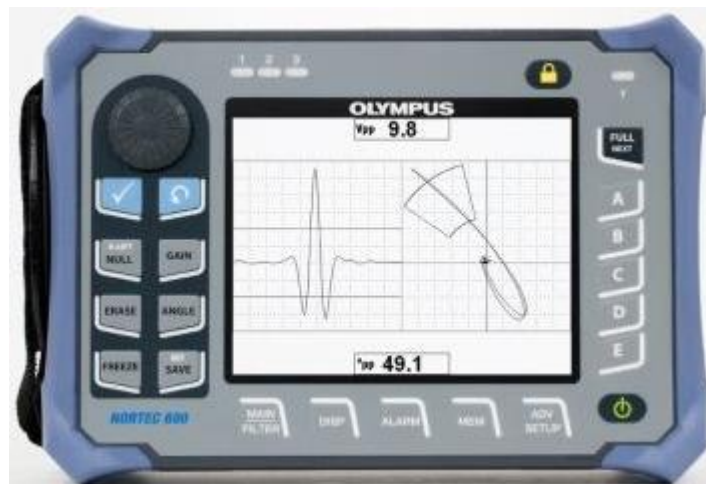


Figura 4.19: Strumento commerciale Nortec 600 della Olympus

Per il confronto con la sonda realizzata, e in funzione dei campioni da analizzare, sono state considerate due diversi tipi di sonde disponibili:

- Sonde di superficie: concepite per il rilevamento di cricche superficiali, in grado di lavorare ad alte frequenze (200-500 kHz), Fig.4.20 a);
- Sonde spot: usate per la ricerca di difetti sopra e sotto le superfici. Caratterizzate da un ampio diametro delle bobine e dal funzionamento a bassa frequenza (2-5 kHz), Fig.4.20 b).

Le sonde sono state collocate sul braccio meccanico del sistema di movimentazione di precisione, descritto nel §3.3.1, comandato da un personal computer (PC). Inoltre, il PC esegue un software di automazione sviluppato in LabView™, per l'acquisizione dei dati dallo strumento. Tale software acquisisce direttamente dallo strumento i

risultati della misurazione. L'interfaccia tra il PC e lo strumento avviene mediante porta seriale.



Figura 4.20: Sonde EC di superficie (a) e spot (b) dello strumento Nortec 600

I dati vengono elaborati utilizzando un software adeguato sviluppato in ambiente Matlab™. Essendo il Nortec600 uno strumento che opera sull'analisi dell'impedenza, [72], il software sviluppato analizza le variazioni di modulo e fase dell'impedenza della sonda dello strumento, del rapporto segnale-rumore (SNR), ed inoltre fornisce una mappa tridimensionale della zona analizzata.

Per il confronto delle prestazioni, sono stati analizzati sia campioni con cricche superficiali, sia campioni con cricche annegate, mentre per l'analisi della capacità di rilevamento del difetto, si è utilizzata la figura di merito descritta nel §3.4, ossia il SNR.

#### 4.7.1 Analisi dei risultati sperimentali

Un confronto, tra le prestazioni della sonda realizzata e lo strumento commerciale Nortec 600, viene eseguito considerando inizialmente i campioni con cricche superficiali. In dettaglio, le prove sono state eseguite considerando i campioni relativi al caso n.2, n.7 e n.8 di tabella 4.

Per eseguire le prove con il Nortec 600 è stata utilizzata la sonda di superficie, impostando la frequenza di analisi pari a 500 kHz.

La figura da 4.21 mostra i risultati qualitativi, in termini di mappe dei colori ottenuti con il Nortec 600 per i casi considerati.

La scala dei colori va dal blu scuro (valori più bassi) al giallo (valori più alti). Come già descritto nel §3.4.1, nella zona priva di difetti, maggiore è il rumore, maggiore è la presenza di pixel verdi; invece, più basso è il rumore, più uniforme è la distribuzione

di pixel blu. Le mappe dei colori di Fig.4.21 mostrano un basso rumore ed evidenziando la presenza del difetto al centro della mappa (pixel gialli).

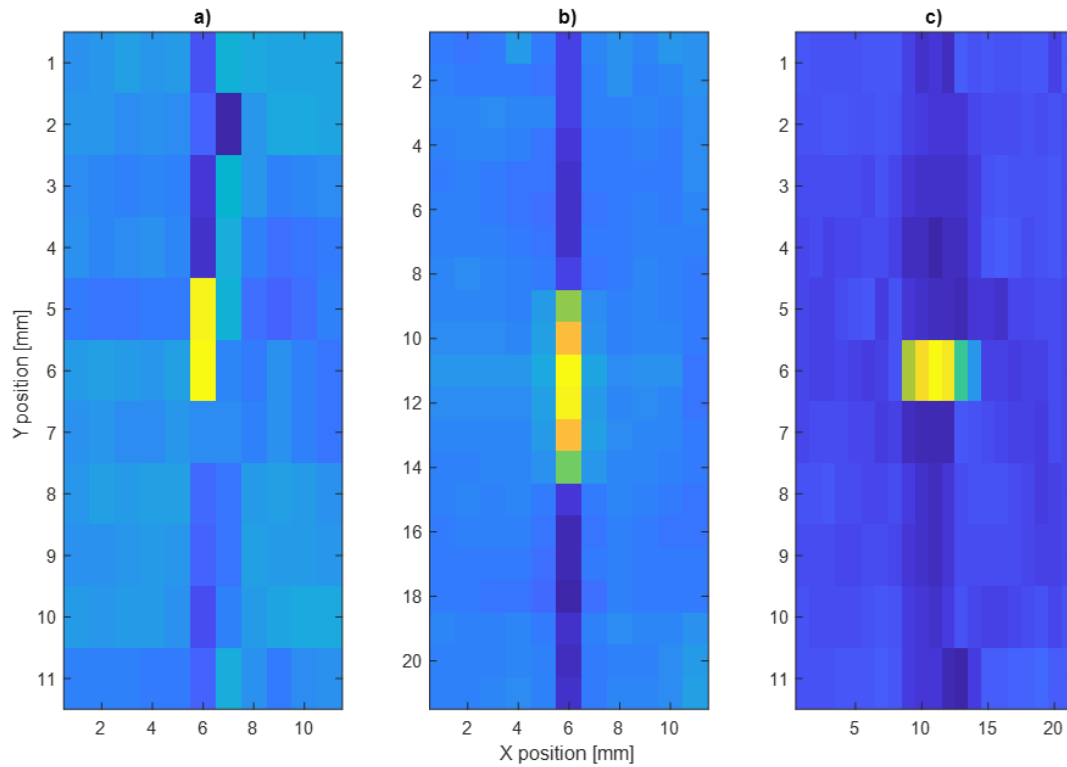


Figura 4.21: Mappa dei colori ottenuta utilizzando lo strumento Nortec 600 con la sonda di superficie sui casi n.2 (a), n.7 (b) e n.8 (c)

La figura 4.22 mostra i valori di SNR ottenuti con lo strumento Nortec 600 per i casi considerati. Questa figura riporta anche una linea di soglia al valore di 3 dB che rappresenta convenzionalmente il SNR minimo che è significativamente più alto del rumore. Si può notare come, tutti i valori di SNR ottenuti con lo strumento commerciale siano maggiori del valore di soglia di 3 dB.

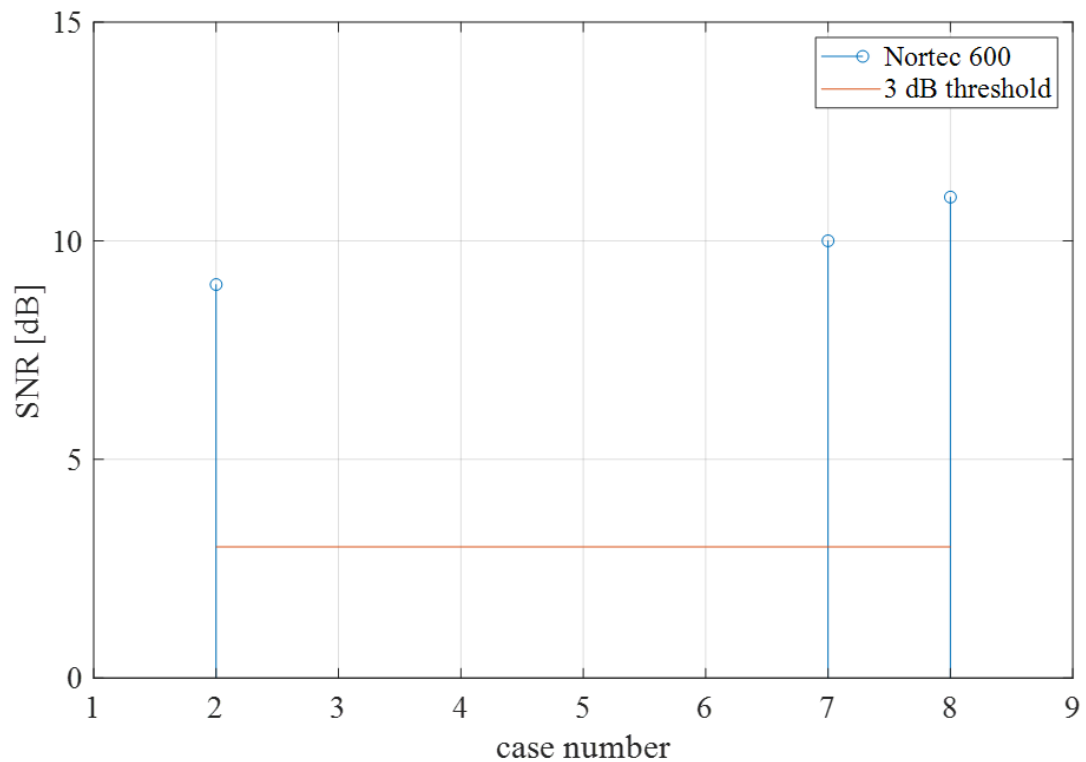


Figura 4.22: Comparazione dei SNR calcolati per lo strumento Nortec 600 con la sonda di superficie sui casi n.2, n.7 e n.8.

In dettaglio, la Fig.4.22 mostra il comportamento del SNR per una cricca sottile superficiale, con la scansione ortogonale di lunghezza 1 mm, caso n. 2, per una cricca sottile superficiale, con la scansione ortogonale di lunghezza 5 mm, caso n.7, e per una cricca sottile superficiale, con la scansione parallela, di lunghezza 5 mm, caso n.8.

Un ulteriore confronto, con lo strumento commerciale Nortec 600, viene eseguito considerando i campioni con cricche annegate. In dettaglio, le prove sono state eseguite considerando i campioni relativi al caso n.1, n.10 e n.12 di tabella 4.

Per eseguire le prove con il Nortec 600 è stata utilizzata la sonda spot, impostando la frequenza di analisi pari a 2 kHz.

La figura 4.23 mostra i risultati qualitativi, in termini di mappe dei colori ottenuti con il Nortec600. Le mappe dei colori di Fig.4.23 mostrano una rumorosità molto accentuata, rendendo difficoltosa l'identificazione della presenza del difetto.

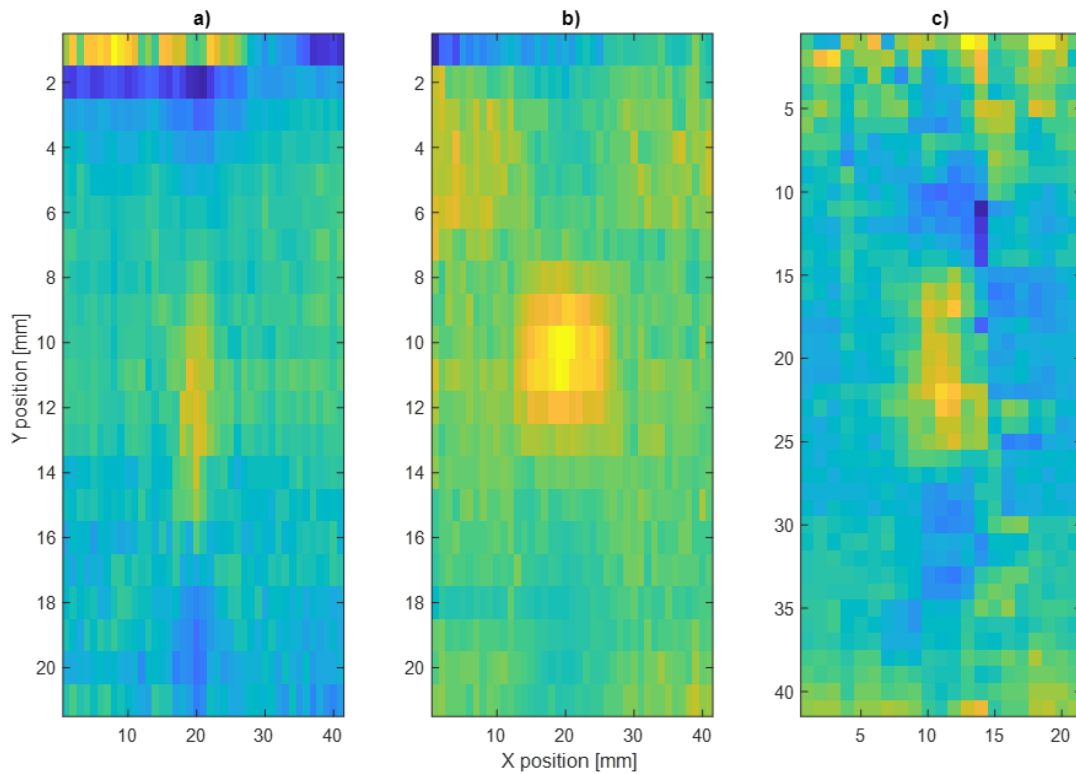


Figura 4.23: Mappa dei colori ottenuta utilizzando lo strumento Nortec 600 con la sonda di superficie sui casi n.1 (a), n.10 (b) e n.12 (c)

Infine, la Fig.4.24 mostra il comportamento del SNR per i casi considerati. Nel dettaglio, per una cricca sottile annegata, con la scansione ortogonale di lunghezza 1 mm, caso n.1, per una cricca sottile annegata, con la scansione ortogonale di lunghezza 8 mm, caso n.10, e per una cricca sottile annegata, con la scansione parallela, di lunghezza 8 mm, caso n.12. Si può notare come, anche in questa situazione, tutti i valori di SNR ottenuti con lo strumento commerciale siano maggiori del valore di soglia di 3 dB.

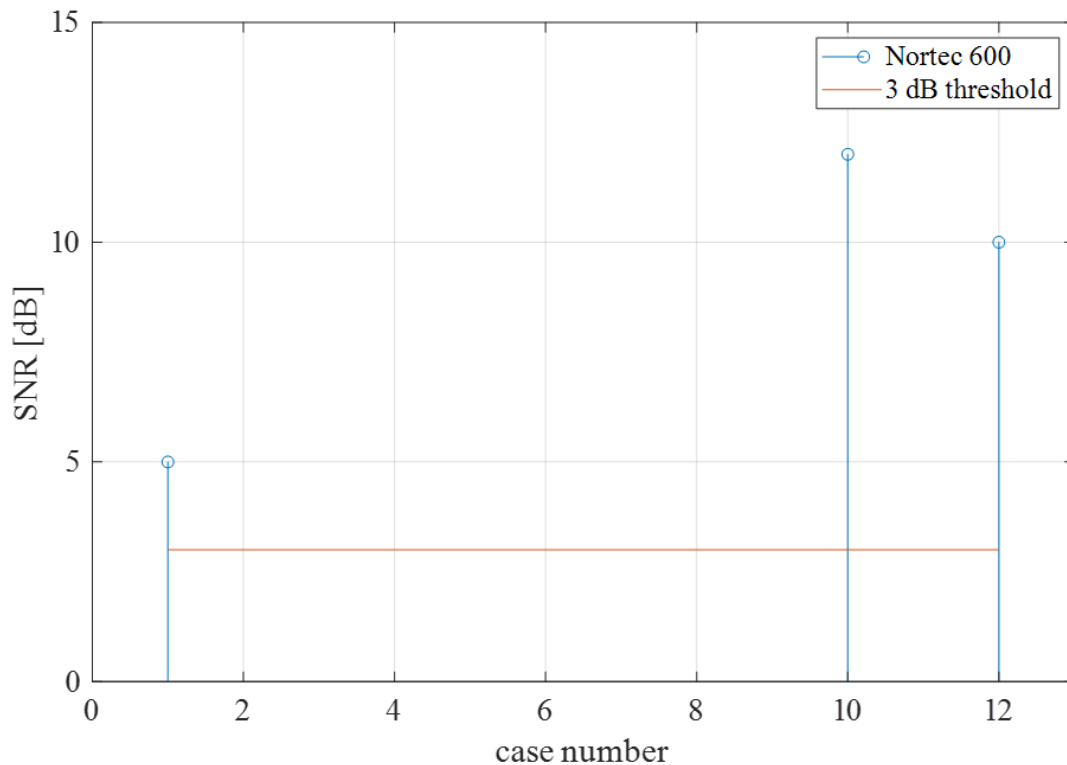


Figura 4.24: Comparazione dei SNR calcolati per lo strumento Nortec 600 con la sonda spot sui casi n.1, n.10 e n.12.

Attraverso la Fig.4.21 e la Fig.4.24 è possibile eseguire alcune osservazioni:

- Sia in caso di cricche superficiali che annegate, i valori del SNR sono sempre maggiori del valore di soglia di 3 dB, quindi lo strumento commerciale identifica sempre la presenza del difetto;
- confrontando i valori di SNR ottenuti per cricche superficiali, Fig.4.21, con quelli offerti dalla sonda a doppio avvolgimento per gli stessi casi, riportati rispettivamente in Fig.4.15 b), Fig.4.16 a) e b), si osserva come già con correnti di eccitazione di 50 mA, la sonda realizzata offre prestazioni di SNR, per tutti e tre gli assi, che si attestano al di sopra dei 20 dB, mentre quelli dello strumento arrivano ad un massimo di 11 dB (caso n.8);
- infine, confrontando i valori di SNR ottenuti per cricche annegate, Fig.4.24, con quelli offerti dalla sonda a doppio avvolgimento per gli stessi casi, riportati rispettivamente in Fig.4.15 a), Fig.4.17 a) e c), si osserva come, anche in questa situazione la sonda realizzata offre prestazioni di SNR, per

tutti e tre gli assi, intorno ai 20 dB, già con correnti di eccitazione di 50 mA, mentre lo strumento arriva ad un massimo di 12 dB per il caso n.10.

## 4.8 Confronto con una sonda a doppio avvolgimento

In ambito scientifico sono state proposte ed esaminate, con estrema attenzione, diverse soluzioni basate sull'eccitazione a doppia bobina, [37] [47]-[50]. Uno dei lavori di maggior rilievo, è stato eseguito da M. Pelkner in [48].

In questo lavoro viene presentato lo studio e la progettazione di una sonda EC per indagare difetti annegati. La sonda si basa su un sistema di eccitazione a doppia bobina con geometria rettangolare, le cui caratteristiche sono riportate in Fig.4.25, mentre per il sistema di rilevamento del campo magnetico, vengono adottati array di sensori basati su tecnologia GMR, utilizzati in configurazioni da 32 elementi sensibili, allocati perpendicolarmente all'asse della sonda, con sensitività di 20 mV/mT.

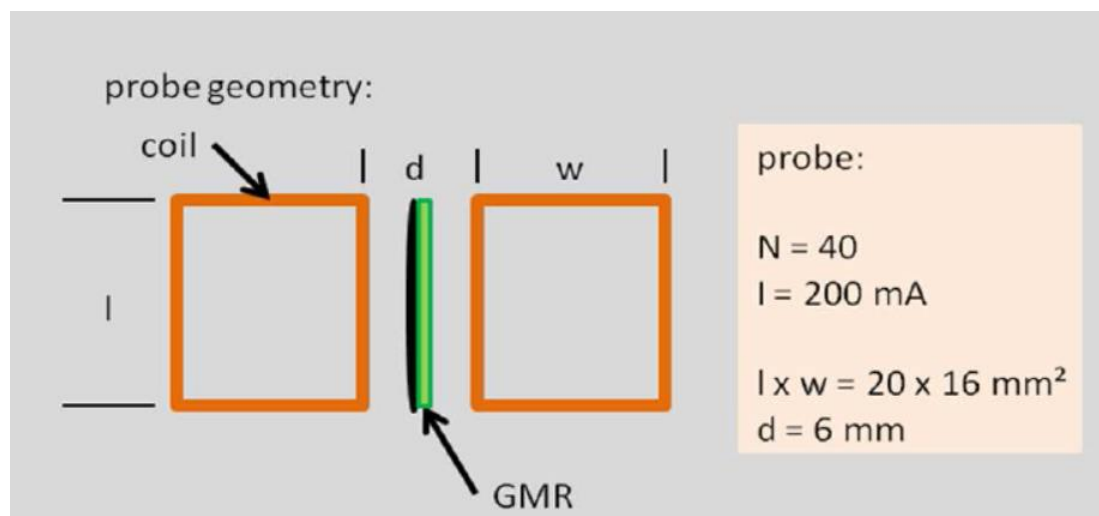


Figura 4.25: Caratteristiche geometriche della sonda a doppio avvolgimento presentata in [48]

I risultati riportati in [48], fanno riferimento a difetti annegati, ottenuti su campioni di alluminio, con due diversi difetti, di dimensioni:

- Difetto 1: lunghezza  $\times$  larghezza  $\times$  profondità = 5 mm  $\times$  0,2 mm  $\times$  0,5 mm, con profondità sotto la superficie del campione di 2,5 mm;
- Difetto 2: lunghezza  $\times$  larghezza  $\times$  profondità = 5 mm  $\times$  0,2 mm  $\times$  0,5 mm, con profondità sotto la superficie del campione di 4,5 mm.

Per entrambi i difetti è stata utilizzata una corrente di eccitazione di 200 mA, con una frequenza di indagine di 1 kHz per il Difetto 1 e di 500 Hz per il Difetto 2.

In entrambi i casi il difetto viene rilevato con un SNR di 11 dB per il Difetto 1 e con un SNR di 6,7 dB per il Difetto 2.

Confrontando questi risultati con quelli ottenuti con il primo prototipo di sonda a doppio avvolgimento realizzata, che utilizza la stessa tecnologia di sensore per il sistema di rilevamento (GMR), considerando i casi 13 e 14 di tabella 1, che si riferiscono ai difetti annegati a 5 mm e 7,5 mm di profondità, si osserva come a parità di corrente di eccitazione (200 mA), il difetto viene sempre rilevato con valori di SNR di 14 dB e 12 dB rispettivamente, Fig.3.25 e Fig.3.26. Questi primi risultati evidenziano come, il sistema di eccitazione sviluppato, porti ad un miglioramento nella rilevazione del difetto, rispetto a quello riportato in [48].

Confrontando invece, questi risultati con quelli ottenuti con il prototipo finale di sonda a doppio avvolgimento realizzata, che utilizza il sensore triassiale TMR per il sistema di rilevamento, considerando i casi 16, 18 e 20 di tabella 4, che si riferiscono al difetto annegato a 7,5 mm di profondità, con i tre diversi orientamenti, si osserva come tutti e tre gli assi, rilevano sempre la presenza del difetto con valori di SNR superiori a 10 dB, già a 50 mA, Fig.4.28 a), Fig.4.28 c) e Fig.4.28 e), indipendentemente dall'orientamento del difetto.

Questi risultati evidenziano come, l'introduzione del sistema di rilevazione triassiale sviluppato, porti ad un ulteriore miglioramento nella rilevazione di difetti annegati (7,5 mm), rispetto a quello riportato in [48] (2,5 e 4,5 mm), permettendo di raggiungere prestazioni migliori, anche con valori di corrente inferiori, 50 mA contro 200 mA, e con l'impiego di soli tre sensori rispetto ai 32 impiegati in [48].

## 4.9 Conclusioni

Le prestazioni della sonda EC-NDT a doppio avvolgimento, contestualmente all'impiego di un sensore triassiale, appositamente progettata per rilevare cricche sottili, sepolte e con diversi orientamenti sono state analizzate.

Il prototipo finale della sonda si basa sull'adozione di una doppia bobina di eccitazione ed un sensore di campo magnetico triassiale, realizzato mediante tre sensori TMR 2905 ed un supporto adatto, dotato di viti di regolazione, in grado di migliorare la sensibilità e la linearità della sonda.

Inizialmente, una attenta analisi delle disponibilità commerciali di sensori triassiali è stata eseguita, verificando l'assenza di una soluzione ottimale per applicazioni EC-NDT. È stato quindi necessario individuare una categoria di sensori idonea per questo



contesto applicativo, che permettesse l'implementazione di un sensore triassiale. La soluzione è stata individuata nei sensori TMR, da poco introdotti sul mercato. In particolare, è stato identificato il sensore TMR 2905 come soluzione ideale, date le sue caratteristiche come magnetometro.

Vista la loro recente commercializzazione e a causa delle poche informazioni riportate all'interno del datasheet fornito dal costruttore, è stata inizialmente eseguita una caratterizzazione metrologica del sensore TMR 2905, per verificarne l'idoneità all'interno di applicazioni EC-NDT.

I risultati ottenuti sono stati comparati con quelli del sensore GMR AAH002-02, adottato nella precedente soluzione di sonda, riportati all'interno di un articolo scientifico, [51], che ben esponeva le prestazioni di tale sensore. La comparazione dei risultati ha mostrato come il sensore TMR 2905, presenti prestazioni superiori in termini di sensitività e linearità rispetto al sensore GMR sia in condizioni statiche (DC) che dinamiche (AC), con un range operativo di campo magnetico più ampio ed una semplicità implementativa dovuta alla sua caratteristica bipolare.

Una ulteriore comparazione delle prestazioni dei due sensori è stata eseguita anche in termini di rilevazione dei difetti, eseguendo delle prove con la sonda a doppio avvolgimento realizzata, impiegando prima l'uno e poi l'altro sensore, nelle stesse condizioni operative. Anche in questa situazione, i risultati ottenuti hanno evidenziato come l'impiego del sensore TMR 2905 mostri prestazioni migliori in termini di SNR per la rilevazione dei difetti, rispetto alla soluzione con sensore GMR AAH002-02.

Attestate le prestazioni del sensore TMR 2905, è stato accuratamente progettato il sensore triassiale, avendo cura di ottimizzare tutti i parametri del prototipo finale, posizionamento dei sensori: in modo da avere i punti di sensitività in posizioni note e minimizzando il lift-off, e miniaturizzazione delle dimensioni finali: in modo da poter facilmente allocare il sensore all'interno della sonda a doppio avvolgimento realizzata.

Le prestazioni del prototipo finale della sonda realizzata sono state valutate considerando campioni con difetti di diversa lunghezza, altezza, profondità ed orientamento.

I risultati ottenuti con il sensore triassiale hanno dimostrato come la sonda realizzata mostra prestazioni migliori, rispetto alla stessa sonda con singolo sensore di campo magnetico, soprattutto quando si considerano difetti piccoli e sepolti, riducendo la perdita di sensibilità dovuta all'orientamento del difetto.

Nel dettaglio, la sonda realizzata è stata in grado di rilevare cricche sepolte e sottili con piccole ampiezze della corrente di eccitazione, con valori di SNR mai inferiori ai 10 dB, qualunque sia l'orientamento della cricca considerato.

Successivamente, è stato eseguito un confronto con lo strumento Nortec 600 della Olympus, tra i più performanti, attualmente disponibili in commercio, per le indagini EC-NDT.

I risultati ottenuti hanno dimostrato come la sonda realizzata mostra prestazioni migliori, in termini di rilevazione del difetto. In particolare, a differenza degli strumenti commerciali, che prevedono l'ausilio di più sonde in funzione dell'indagine da svolgere, la sonda proposta esibisce in un'unica soluzione prestazioni migliori, indipendentemente dalla dimensione, profondità ed orientamento del difetto indagato e con basse correnti di eccitazione, riuscendo ad indagare profondità ispettive dove lo strumento commerciale ha esibito forti limitazioni.

Infine, i risultati ottenuti sono stati comparati con quelli riportati in un eccellente lavoro scientifico, [48], dove vengono presentati lo studio e la progettazione di una sonda EC per indagare difetti annegati, basata su un sistema di eccitazione a doppia bobina con geometria rettangolare, e con un array di 32 sensori basati su tecnologia GMR allocati perpendicolarmente all'asse della sonda, come sistema di rilevamento del campo magnetico.

Anche in questo caso, la sonda realizzata ha evidenziato prestazioni migliori nella rilevazione del difetto, con valori di corrente di eccitazione inferiori, esibendo dei SNR superiori perfino per difetti disposti più in profondità di quelli indagati in [48].

Si può dunque concludere affermando che, il prototipo di sonda realizzato, risponde alle esigenze presentate inizialmente, ossia soluzioni di sonde a basso consumo energetico ed alta sensibilità, in grado di offrire ottime prestazioni in termini di capacità di rilevamento di difetti piccoli ed annegati, anche a profondità investigative maggiori di quelle ispezionabili con le attuali soluzioni proposte in letteratura o presentate dagli attuali strumenti commerciali.

# **CAPITOLO 5. ACCENNI TEORICI DEI METODI DI ISPEZIONE ULTRASONICI**

## **5.1 Introduzione**

Test e valutazioni non distruttive (NDT) vengono ampiamente praticati per il rilevamento di difetti nelle strutture ingegneristiche. Come già analizzato nel Capitolo 1, esistono diversi metodi NDT disponibili, ognuno dei quali ha capacità particolari e adatte ad applicazioni specifiche. Il metodo ad ultrasuoni (US-NDT), diversamente dagli altri, presenta delle caratteristiche che ne permettono una elevata versatilità, e quindi una applicabilità in una ampia gamma di contesti, [106]. L'indagine US è ampiamente utilizzata nelle industrie aerospaziale, automobilistica, manifatturiera e petrolchimica, [107].

Negli anni '90, il metodo US rappresentava da solo il 28% del mercato NDT, oltre il doppio della sua quota di mercato negli anni '50, [107]. Attualmente, risulta ancora in rapida espansione, ed un recente studio ha riportato una quota di mercato del 37% per US-NDT, superando addirittura i test radiografici, [108].

I test ad ultrasuoni utilizzano onde elastiche ad alta frequenza per condurre esami nel materiale ed effettuare misurazioni, [109]. Molti fattori contribuiscono alla popolarità degli US tra i professionisti dei NDT. Ciò include la sua capacità di rilevare sia i difetti superficiali, ad es. cricche, che i difetti interni, ad es. vuoti o inclusioni di materiale estraneo. Questo metodo viene anche utilizzato per misurare lo spessore delle strutture o per valutare la perdita di materiale dovuta a corrosione o altre cause, [110]. È applicabile ad una vasta gamma di materiali tecnici, anche di spessori notevoli, e può rilevare difetti di superficie ridotta incorporati nel materiale (ad esempio  $1,3 \text{ mm}^2$ ), [111], con una precisione nel dimensionamento dei difetti in molti casi migliore del millimetro, [112-114].

Tuttavia, l'applicazione adatta del metodo US-NDT richiede ispettori di elevata competenza per interpretare i dati e ottenere risultati affidabili, [106] [114]. L'uso

dell'elaborazione avanzata del segnale può aiutare gli ispettori nell'analisi dei dati rimuovendo il rumore e generando un segnale più chiaro e stimando accuratamente i parametri utilizzati per la caratterizzazione dei guasti.

Inoltre, i US-NDT non richiedono l'implementazione di misure di sicurezza, come invece necessarie per la radiografia.

La procedura US-NDT comprende alcuni passaggi chiave, come: generazione del segnale, acquisizione dei dati, denoising del segnale, elaborazione del segnale, stima dei parametri, identificazione dei guasti e processo decisionale.

Nella prima fase, il segnale ultrasonico viene raccolto utilizzando un'impostazione di prova corretta. Il segnale ultrasonico risultante è spesso rumoroso. Pertanto, è necessario rimuovere il rumore per poter estrarre informazioni utili dal segnale. Sulla base delle caratteristiche estratte, è possibile identificare i guasti nel materiale, ovvero possono essere rilevati, localizzati e dimensionati. Infine, le decisioni relative alla qualità e alla manutenzione vengono prese in base al numero di guasti e alla loro gravità.

In questo capitolo vengono presentate i concetti base della propagazione delle onde ultrasoniche all'interno dei materiali, delle tecniche di rilevamento ad ultrasuoni e della rappresentazione dei segnali.

## 5.2 Onde ultrasoniche

Gli ultrasuoni (US) sono costituiti da onde elastiche che si propagano nei materiali lungo percorsi anche notevoli, in dipendenza della loro attitudine a trasmetterli; più precisamente sono vibrazioni meccaniche con frequenza superiore a quella udibile dall'orecchio umano.

Mentre le onde elettromagnetiche (raggi X, la luce, le onde radio, etc.) possono propagarsi anche nel vuoto, gli US si propagano soltanto attraverso un mezzo materiale (solido, liquido, aeriforme).

Trattandosi di onde, sono caratterizzati da alcuni parametri fisici quali: frequenza, lunghezza d'onda, velocità di propagazione e intensità. Analogamente alle onde luminose, gli ultrasuoni, quando giungono sulla superficie di separazione fra due mezzi contigui, subiscono i fenomeni tipici dell'ottica: trasmissione, riflessione e rifrazione; sono soggetti a diffusione e diffrazione da parte di piccoli riflettori ed ostacoli. Inoltre, man mano che si propagano in un mezzo, subiscono una certa attenuazione, [24]-[27].

L'onda ultrasonica è costituita essenzialmente da energia vibrazionale che viene introdotta in un certo numero di particelle del mezzo; queste a loro volta la trasmettono alle particelle adiacenti e così via, dando luogo alla propagazione dell'onda ultrasonica.

Si hanno così due parametri: la direzione di propagazione e la direzione di vibrazione che, essendo fra loro indipendenti, a seconda di come si presentano danno luogo a differenti tipi di onde, quelle più comuni, usate per la rivelazione delle discontinuità sono riportate di seguito, [24]-[27].

### **5.2.1 Onde longitudinali o di compressione**

Nelle onde longitudinali o di compressione, la direzione di vibrazione delle particelle è parallela a quella di propagazione. Con riferimento alla Fig.5.1 a), si immagini che le particelle del mezzo su cui arriva l'onda elastica siano disposte su piani perpendicolari alla direzione di propagazione e regolarmente distanziati l'uno dall'altro; l'onda longitudinale fa sì che tutte le particelle di questo piano vibrino con spostamenti avanti ed indietro rispetto alla posizione di riposo; in tal modo diminuiscono ed aumentano ciclicamente la distanza dal piano successivo, comunicando alle particelle giacenti su quest'ultimo il moto e creando contemporaneamente delle zone di pressione e depressione. All'onda longitudinale si può quindi associare una grandezza fisica atta a caratterizzarla: la pressione acustica (talvolta anche detta pressione sonora); cioè la forza esercitata perpendicolarmente sull'unità di area del fronte d'onda. Le onde longitudinali sono le più comunemente usate e si propagano nei mezzi solidi, liquidi ed aeriformi, [24]-[27].

### **5.2.2 Onde trasversali o di taglio**

Nelle onde trasversali o di taglio, la direzione di vibrazione delle particelle è perpendicolare alla direzione di propagazione, Fig.5.2 b); ossia, ogni piano di particelle oscilla parallelamente a sé stesso, essendo sottoposto ad una tensione di taglio. In questo caso non è possibile associare all'onda una pressione come nel caso precedente; infatti la sollecitazione è rappresentata da una tensione di taglio. Poiché i gas ed i liquidi non sopportano le sollecitazioni di taglio, le onde trasversali si propagano soltanto nei solidi, [24]-[27].

### 5.2.3 Onde superficiali

Le onde superficiali o di Rayleigh, si propagano solo negli strati superficiali dei solidi e la vibrazione delle singole particelle avviene secondo orbite praticamente ellittiche; una particella trasmette il moto alla successiva, così da generare il moto ondoso, Fig.5.1 c). Le onde superficiali seguono la forma della superficie del materiale, venendo riflesse da spigoli e discontinuità superficiali inoltre, sono particolarmente sensibili ad impurità, gocce d'olio etc., lungo il percorso; per questo sono usate piuttosto raramente, [24]-[27].

### 5.2.4 Onde di Lamb

Le onde di Lamb o onde di flessione, sono generate quando un'onda elastica si propaga in uno strato di materiale solido avente spessore dell'ordine della lunghezza d'onda. Si suddividono in due classi a seconda del modo di vibrare: onde di modo simmetrico, Fig.5.1 d); onde di modo antisimmetrico Fig.5.1 e). Inoltre, per ciascuno dei due modi si hanno onde di ordine 0, 1, 2 etc. A ciascun tipo di onda di Lamb corrisponde analiticamente una data soluzione dell'equazione delle onde, [24]-[27].

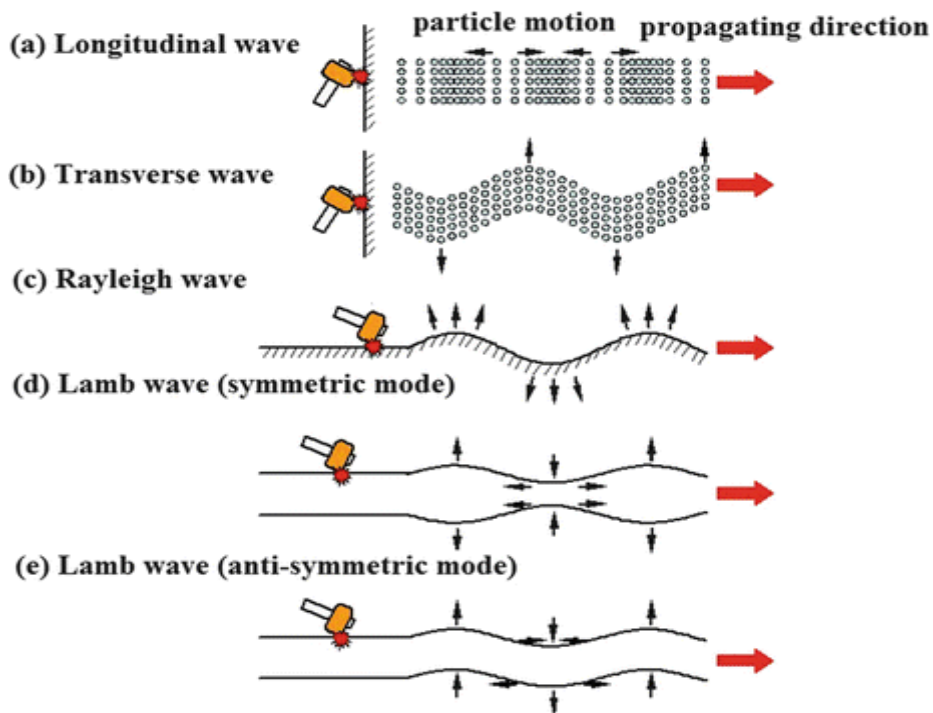


Figura 5.1: Rappresentazione grafica della propagazione delle onde ultrasoniche a) longitudinali, b) trasversali, c) superficiali, di Lamb d) simmetriche e e) antisimmetriche

## 5.3 Parametri caratteristici della propagazione degli US

### 5.3.1 La pressione acustica

Il passaggio di un'onda elastica in un mezzo genera delle zone di perturbazione delle particelle e queste si susseguono con continuità. Riportando in grafico l'andamento della sollecitazione (pressione) in funzione della distanza si ottiene l'andamento istantaneo della pressione sonora  $p$  entro il mezzo di propagazione. La pressione acustica ha importanza fondamentale poiché, come si vedrà, è il parametro dell'onda direttamente rilevabile a livello strumentale. Da essa è poi possibile ottenere altre grandezze come l'intensità. In definitiva dal punto di vista analitico l'onda è rappresentabile mediante l'espressione, [24]-[27]:

$$p = P \sin \left( 2\pi \left( \frac{x}{\lambda} - ft \right) \right) \quad 5.1$$

dove si nota che nell'argomento la distanza percorsa  $x$  ed il tempo  $t$  giocano un ruolo equivalente, ossia il valore istantaneo di  $p$  dipende sia da  $x$  che da  $t$ . Nel Sistema Internazionale (S.I.) l'unità di misura della pressione sonora è il pascal [Pa], ossia la pressione è espressa in newton per metro quadrato [N/m<sup>2</sup>].

### 5.3.2 La frequenza

Il tempo che l'onda US impiega per passare da un massimo ad un altro, ossia per compiere un ciclo completo si chiama periodo ( $T$ ), Fig.5.2. Il numero di cicli che avvengono nell'unità di tempo è detto: frequenza ( $f$ ). Esprimendo  $T$  in secondi la frequenza risulta espressa in secondi<sup>-1</sup>; inoltre vale la relazione  $f=1/T$ , ed è misurata in hertz (Hz).

Nel campo dei controlli non distruttivi si adottano frequenze a partire da circa 50 kHz (controllo di materiali refrattari, elettrodi di grafite, materiali ad altissimo assorbimento US, fino a 25 MHz (controllo di sottili laminati metallici), [24]-[27].

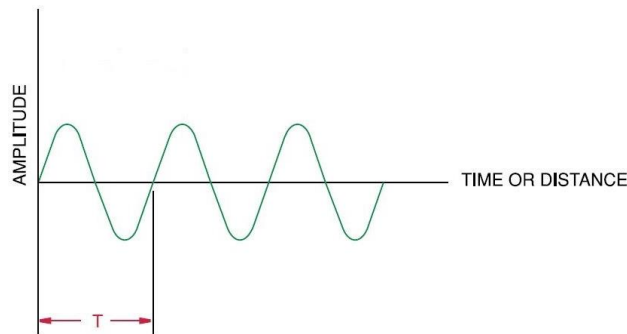


Figura 5.2: Rappresentazione grafica di un'onda di pressione in funzione del tempo (o distanza),  $T$ : periodo

### 5.3.3 La lunghezza d'onda

La distanza fra due massimi di pressione, Fig.5.3 è detta lunghezza d'onda ( $\lambda$ ). Generalmente  $\lambda$  è espressa in millimetri, ed è legata alla frequenza dalla relazione:

$$\lambda = \frac{V}{f} \quad 5.2$$

dove  $v$ , è la velocità di propagazione delle onde, [24]-[27].

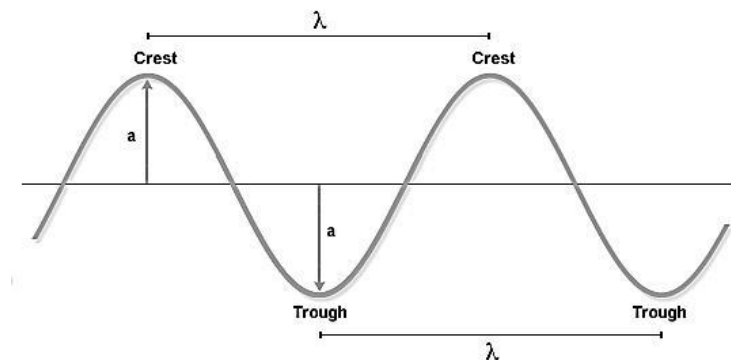


Figura 5.3: Rappresentazione grafica di un'onda di pressione,  $\lambda$ : lunghezza d'onda

### 5.3.4 La velocità di propagazione acustica

La velocità di propagazione dell'onda (velocità acustica  $v$ ) rappresenta lo spazio percorso dal fronte d'onda nell'unità di tempo; normalmente è espressa in



metri/secondo, [m/s], e nei riguardi dei vari materiali è ben definita per ciascun tipo di onda, [24]-[27].

La velocità di propagazione dipende solo dalle costanti elastiche e dalla densità del materiale; salvo casi particolarissimi, è indipendente dalla frequenza. Per i diversi tipi di onde US le rispettive velocità sono indicate con i simboli:

- $V_L$ : velocità delle onde longitudinali
- $V_T$ : velocità delle onde trasversali
- $V_s$ : velocità delle onde superficiali
- $V_p$ : velocità delle onde di Lamb.

Da un punto di vista fisico generale si usa distinguere fra velocità di gruppo  $V_G$  e velocità di fase  $V_F$ ; tuttavia, per i mezzi continui, sufficientemente isotropi (stesse costanti elastiche nelle direzioni principali di cristallizzazione) e di dimensioni infinite (in pratica molto maggiori della lunghezza d'onda) tale distinzione non è necessaria poiché i valori delle due velocità coincidono.

In base a questa assunzione ( $V_G \approx V_F$ ) nella trattazione degli US a livello delle usuali applicazioni si adotta la semplice dizione di velocità acustica, senza altre implicazioni. Dalla teoria dell'elasticità si hanno le seguenti formule per il calcolo delle velocità acustiche (rigorosamente valide per un mezzo omogeneo, ma per quanto detto, applicabili con buona precisione anche alla gran parte dei materiali impiegati nell'Industria, [24]-[27]).

$$V_L = \sqrt{\frac{E(1-\sigma)}{\rho(1+\sigma)(1-\sigma)}} \quad 5.3$$

$$V_T = \sqrt{\frac{G}{\rho}} = \sqrt{\frac{E}{\rho 2(1+\sigma)}} \quad 5.4$$

$$V_s = \frac{0.87 + 1.12 \sigma}{1 + \sigma} V_T \cong 0.93 V_T \quad 5.5$$

dove per le varie grandezze si usano le unità del S.I.

$E$ : modulo elastico longitudinale (modulo di Young) - [N/m<sup>2</sup>]

$G$ : modulo elastico tangenziale - [N/m<sup>2</sup>]

$\rho$ : densità del materiale [kg/m<sup>3</sup>]

$\sigma$ : rapporto di Poisson [adimensionale]

Nella (5.5) è dato il coefficiente approssimato 0.93, valido per i comuni materiali metallici, avendo posto  $\sigma = 0.29$ .

### 5.3.5 L'impedenza acustica

L'impedenza acustica è un parametro relativo alla propagazione delle onde elastiche nei mezzi omogenei e dipendente soltanto dalle caratteristiche del mezzo stesso:

$$Z = \rho \cdot V \quad 5.6$$

Nel S.I.,  $Z$  è espressa in  $[\text{kg} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}]$ . Considerando che un'onda elastica mette in oscillazione delle particelle, l'impedenza acustica caratteristica definisce, dal punto di vista fisico, il rapporto fra la pressione acustica ( $P$ ) e la velocità di oscillazione ( $U$ ) delle particelle stesse, ossia il rapporto fra causa ed effetto:

$$Z = \frac{P}{U} \quad 5.7$$

dove  $P$  ed  $U$  rappresentano il valore massimo dei due parametri, [24]-[27].

### 5.3.6 L'intensità acustica

L'intensità acustica, ossia il flusso di energia che si trasmette attraverso un'area unitaria, normale ad esso, è espressa dalla relazione:

$$I = \frac{P^2}{2Z} \quad 5.8$$

dove, come introdotto in precedenza,  $P$  è il valor massimo della pressione acustica e  $Z$  l'impedenza acustica caratteristica del mezzo. Nel S.I. l'unità di misura dell'intensità è il  $\text{W}/\text{m}^2$ , [24]-[27].

## 5.4 Propagazione in fascio largo e fascio stretto

Con riferimento alle onde longitudinali, la (5.3) per la velocità acustica delle onde longitudinali  $V_L$  è valida limitatamente a mezzi (o comunque fasci US) aventi dimensioni trasversali  $D$  molto maggiori della lunghezza d'onda (condizione:  $D/\lambda \gg 1$ ) ovvero sotto condizioni di fascio largo (broad beam). In questo caso il fattore elastico nella (5.4) è dato dall'espressione:

$$E \frac{1 - \sigma}{(1 + \sigma)(1 - 2\sigma)}$$

dove il modulo elastico  $E$  è corretto per il fatto che le zone in depressione dell'onda sono contrastate dalle zone in compressione e non vi è possibilità di strizione laterale

elastica del materiale, come invece si ha nella determinazione sperimentale del modulo  $E$ , Fig.5.4.

Invece, se le dimensioni trasversali del fascio US sono dell'ordine, o minori, della lunghezza d'onda ( $D \leq \lambda$ ), ossia è verificata la condizione di fascio stretto (narrow beam), allora la strizione laterale è possibile e la suddetta correzione non è necessaria, [24]-[27]. Pertanto, in condizione di fascio stretto la velocità acustica per le onde longitudinali data semplicemente dalla formula

$$V_{0L} = \sqrt{\frac{E}{\rho}} \quad 5.9$$

Per le onde trasversali la distinzione di cui sopra non si pone poiché la deformazione interessata dall'onda è di tipo tangenziale e non provoca variazioni di volume; quindi non vi sono effetti di strizione, [24]-[27].

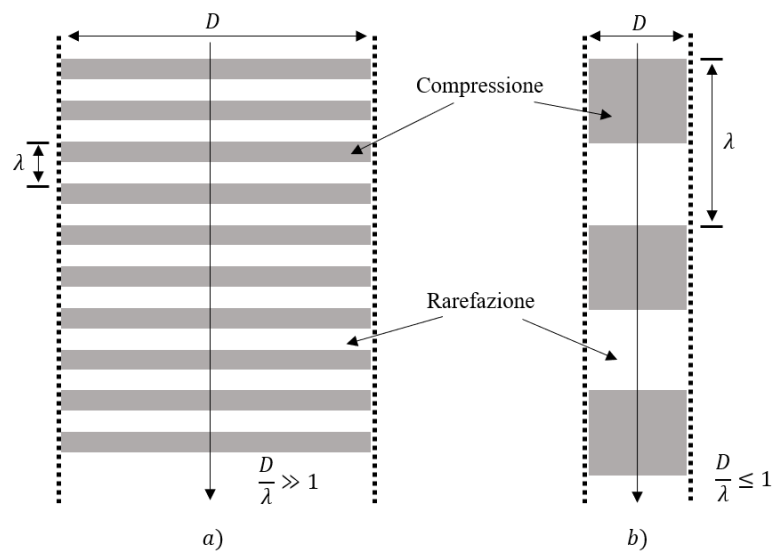


Figura 5.4: Propagazione del fascio ultrasonico in a) fascio largo b) fascio stretto

## 5.5 Fenomeni relativi alla propagazione degli ultrasuoni

Nei paragrafi precedenti si è data una prima descrizione delle onde elastiche e si sono quindi definite alcune grandezze essenziali per caratterizzare la propagazione di un'onda. Ora verranno esaminati i fenomeni relativi alla propagazione di un fascio di onde a frequenza ultrasonica, sia attraverso materiali omogenei, sia in materiali con

presenza di discontinuità, essendo queste nozioni propedeutiche alla descrizione delle varie tecniche di controllo con US, [24]-[27].

### 5.5.1 Il principio di Huygens

Si è visto che un'onda elastica è originata da movimenti oscillatori delle particelle del mezzo in cui avviene la propagazione e che tali movimenti sono periodici. Due particelle che nello stesso istante hanno identico moto di vibrazione si dice che vibrano in fase tra loro. Si definisce fronte d'onda una superficie ideale comprendente tutti i punti contigui nel mezzo che si muovono con la stessa fase.

La forma di un fronte d'onda dipende da come questa è stata generata e dalle proprietà del mezzo in cui si propaga. I casi più importanti sono quelli di fronti d'onda piani (onde piane) e dei fronti d'onda sferici (onde sferiche).

In figura 5.5 è rappresentato schematicamente nel caso generale, un fronte d'onda che si propaga; il suo movimento è meglio individuabile tracciando per ogni punto del fronte d'onda delle linee ad esso normali (raggi di propagazione) per cui si individuano le successive superfici del fronte d'onda, [24]-[27].

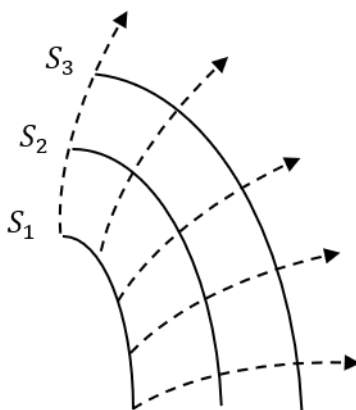


Figura 5.5: Relazione tra fronti d'onda e raggi di propagazione

Se il mezzo è omogeneo, i raggi sono linee rette e la distanza tra i fronti d'onda è quella relativa alle particelle con la stessa fase. Nel secolo XVII Huygens propose un metodo per poter stabilire come si propaga e modifica un fronte d'onda in un mezzo, noto come principio di Huygens. In termini semplificati esso può essere descritto come segue.

Una sorgente elementare, con dimensione  $d \ll \lambda$  irraggia nello spazio (o nel mezzo) un'onda elementare con fronte sferico che si propaga via via ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  ecc.)

aumentando di raggio, Fig.5.6; ora, più in generale, si può immaginare che da un fronte d'onda nella posizione  $S_1$ , Fig.5.7, infinite sorgenti elementari emettano in sincronismo onde sferiche (elementari) che, propagandosi e sovrapponendosi, riproducono ancora come inviluppo il fronte d'onda nelle nuove posizioni rappresentate dalle superfici  $S_2$ ,  $S_3$  etc. Come detto, esse costituiscono un inviluppo di onde elementari e sono a queste tangenti. Il processo continua a ripetersi dando luogo alla propagazione entro il mezzo. Quindi con questa costruzione, una volta noto il fronte d'onda (forma e posizione iniziale), si può ottenere la geometria della successiva propagazione dell'onda, [24]-[27].

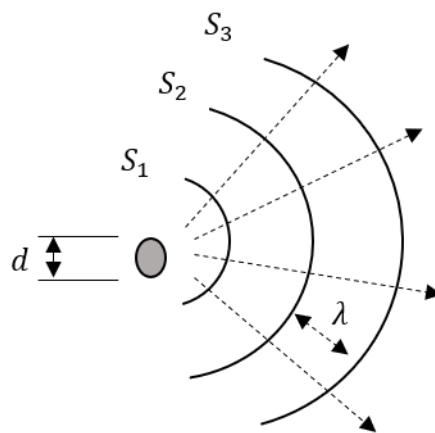


Figura 5.6: Sorgente sferica elementare e relativi fronti d'onda in condizione  $d \ll \lambda$

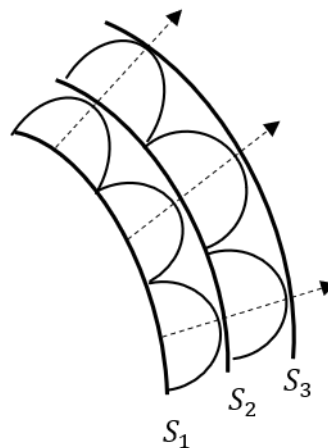


Figura 5.7: Ostruzione dei successivi fronti d'onda per mezzo delle onde elementari (Principio di Huygens)

### 5.5.2 La geometria del campo di irradiazione

Come verrà discusso in seguito, le sorgenti di ultrasuoni in genere sono costituite da particolari trasduttori di opportuno materiale che, quando eccitate elettricamente, entrano in vibrazione ad una frequenza  $f$ . Le vibrazioni poi si trasmettono al mezzo a cui è accoppiato il trasduttore, propagandosi sotto forma di onde.

Poiché ora la sorgente non è puntiforme, l'onda emergente non sarà sferica; d'altra parte non sarà nemmeno perfettamente piana, dato che la sorgente non è infinitamente estesa. Utilizzando la costruzione vista in precedenza, è possibile tuttavia dedurre la direzione e l'ampiezza (pressione acustica) per ogni punto del fascio di onde generato. Naturalmente, la geometria del fascio US dipende dalle dimensioni del trasduttore e dalla frequenza delle vibrazioni nel mezzo in questione. In ogni caso, se il trasduttore avesse dimensioni piccole rispetto a  $\lambda$  si avrebbe quanto prima un'emissione di onde sferiche. Se invece la sorgente è grande rispetto a  $\lambda$  allora il campo di irradiazione diventa direzionale, assumendo ad una certa distanza da questa una forma conica divergente. Al solito la teoria considera un trasduttore piano di forma circolare di raggio  $a$ ; come modello equivale ad un pistone che oscilla in modo sinusoidale. L'andamento della pressione acustica lungo l'asse  $x$ , Fig.5.8, è dato dalla relazione, [24]-[27]:

$$P = 2 P_0 \sin \left[ \frac{\pi}{\lambda} \left( \sqrt{a^2 + x^2} - x \right) \right] \quad 5.10$$

dove  $x$  è la distanza dal trasduttore lungo l'asse e  $P_0$  la pressione acustica iniziale. Per  $x \gg a$  la precedente relazione si semplifica in

$$P = P_0 \frac{\pi a^2}{\lambda x} \quad 5.11$$

La (5.10) è riportata graficamente in Fig.5.8, dove si osserva nella regione prossima all'origine una serie di massimi e minimi mentre, oltre tale regione, l'andamento di  $P$  diventa decrescente in modo regolare. La distanza oltre la quale cessano i massimi e minimi è calcolabile mediante l'equazione:

$$N = \frac{a^2}{\lambda} = \frac{D^2}{4\lambda} \quad 5.12$$

dove  $D$  è il diametro efficace del trasduttore emittente, pari a circa il 95 % del diametro geometrico totale. Le distanze sull'asse  $x$  sono normalizzate rispetto ad  $N$ , così che il grafico ha carattere del tutto generale.

Il campo di irradiazione è sostanzialmente suddivisibile secondo due regioni:

- campo prossimo (zona di Fresnel), la cui lunghezza è usualmente indicata con  $N$ ;

- campo lontano (zona di Fraunhofer), per valori di  $x$  maggiori di  $N$ .

Secondo la rappresentazione standard convenzionale, nel campo prossimo il fascio US assume forma cilindrica con raggio pari ad  $a$ ; i relativi fronti d'onda risultano piani, ma con valori di  $P$  variabili da punto a punto sulla superficie del fronte d'onda (i valori in Fig.5.8 si riferiscono unicamente a quelli lungo l'asse). Ciò è spiegabile in base al principio di Huygens, come accennato al §5.5.1, in questo modo si sviluppa la propagazione per onde piane nel campo prossimo. Per ciascun punto dell'attuale fronte d'onda tuttavia i percorsi delle onde sferiche, a partire dalle singole sorgenti elementari, sono diversi per cui nascono dei fenomeni di interferenza costruttiva e distruttiva, per questo la regione del campo prossimo talvolta è pure detta: zona di turbolenza, [24]-[27].

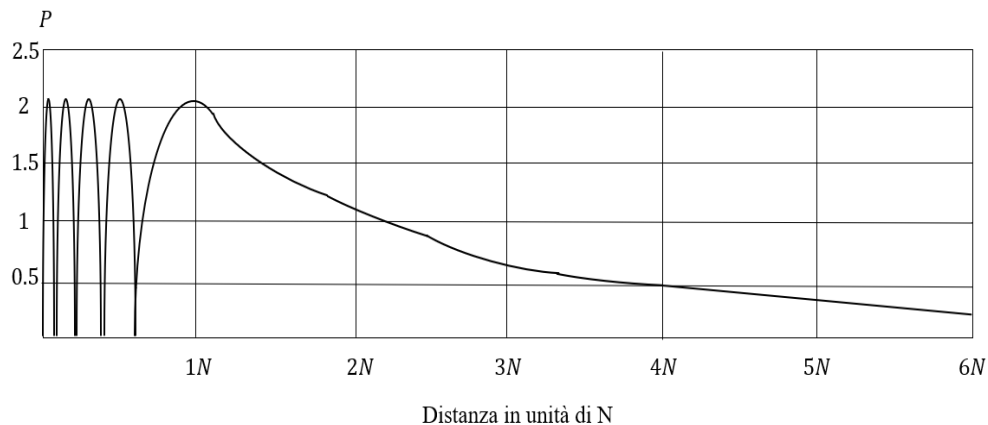


Figura 5.8: Campo di irradiazione di un trasduttore circolare piano (valori normalizzati rispetto a  $P_0$ )

Invece, nel campo lontano i fronti d'onda diventano calotte sferiche con centro corrispondente al centro del trasduttore oscillante. Ora, data la condizione  $x \gg a$ , per ciascun punto del fronte i singoli percorsi delle onde elementari sono relativamente uguali fra loro (condizione affinché l'interferenza fra le onde elementari sia sempre costruttiva); di conseguenza la pressione acustica su tutto il fronte d'onda è sostanzialmente regolare. In figura 5.9 è raffigurato il campo di irradiazione standard per un trasduttore piano cilindrico di diametro  $D$ , ovvero di raggio  $a$ .

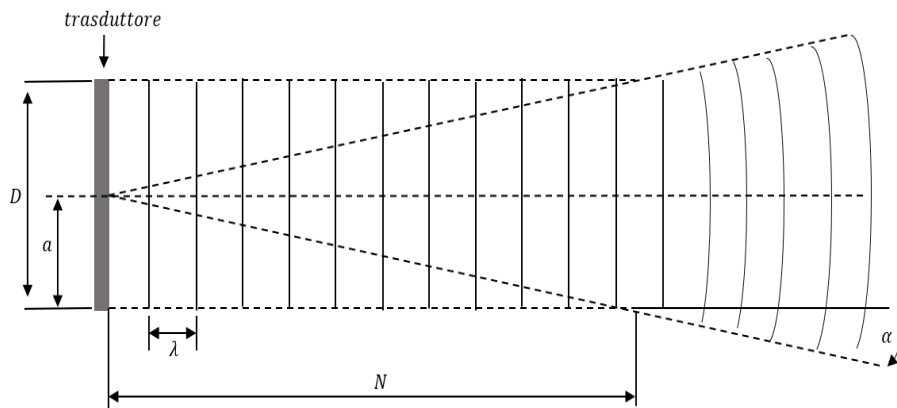


Figura 5.9: Campo di irradiazione di un trasduttore cilindrico piano

L'angolo di semi apertura del cono nel campo lontano  $\alpha$  è calcolabile con l'equazione:

$$\sin \alpha = 0.61 \frac{\lambda}{a} = 1.22 \frac{\lambda}{D} \quad 5.13$$

In Fig.5.10 è riprodotto schematicamente in prospettiva, il campo di irradiazione di un trasduttore circolare piano, ottenuto sulla base del grafico di Fig.5.9.

Come si vede, nella regione del campo prossimo, a causa dell'interferenza fra le onde sferiche elementari, si hanno dei massimi e dei minimi pronunciati. Nel campo lontano invece la pressione acustica varia regolarmente e soprattutto è tendenzialmente costante nelle sezioni trasversali.

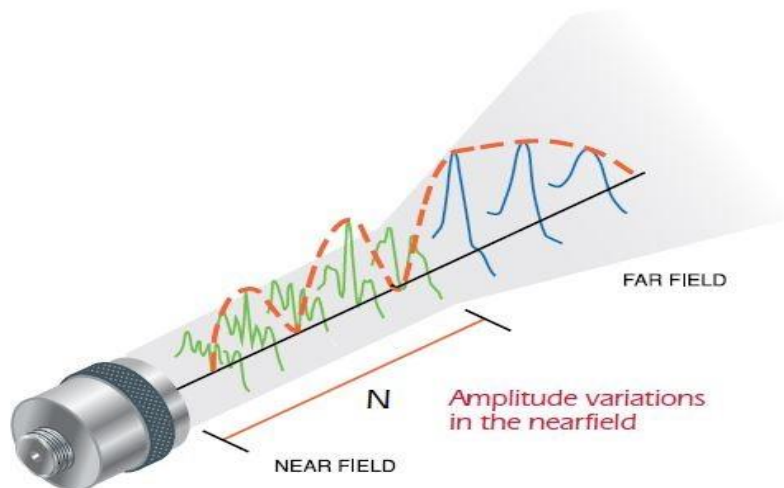


Figura 5.10: Campo di irradiazione, presentato in prospettiva, di un trasduttore cilindrico piano



Dalle (5.12) e (5.13) si deduce quindi che si può ottenere un fascio US tanto più direttivo quando più aumentano il diametro e la frequenza (perché diminuisce  $\lambda$ ) e viceversa, [24]-[27].

Trascurando il campo prossimo dove è sensibile l'interferenza delle onde elementari, risulta che l'energia ultrasonica si propaga in linea retta secondo un fascio conico analogamente a qualsiasi forma di energia radiante (raggi X, infrarossi, onde radio, ecc.). In assenza di fenomeni di assorbimento e diffusione (mezzo ideale) l'energia del fascio US si irradia su aree via via maggiori con l'aumentare della distanza; inoltre, dalla geometria si ha che le aree trasversali del cono sono proporzionali al quadrato della distanza  $r$ . In base alla definizione dell'intensità, §5.3.6, si ottiene direttamente:

$$I(r) = I(r_0) \frac{r_0^2}{r^2} \quad 5.14$$

dove  $I(r_0)$  è l'intensità alla distanza unitaria  $r_0$ , e  $r$  il raggio alla distanza attuale. Ossia, l'intensità del fascio US nel campo lontano si va riducendo col quadrato delle distanze.

È inoltre importante precisare che il segnale US, così come viene fornito dal trasduttore, è proporzionale alla pressione acustica  $P$  e non all'intensità, come purtroppo spesso viene erroneamente assunto. Quindi introducendo la (5.8) nella (5.14) si ottiene:

$$P(r) = P(r_0) \frac{r_0}{r} \quad 5.15$$

dove, come sopra,  $P(r_0)$  è la pressione acustica alla distanza unitaria  $r_0$ . Quindi la pressione acustica  $P(r)$  nel campo lontano va diminuendo secondo la legge  $1/r$ .

Le possibilità esistenti in pratica per controllare la divergenza del fascio US sono deducibili dalle precedenti formule. In sostanza, per avere un fascio più direttivo occorre adottare un trasduttore di grande diametro ed alta frequenza. Tuttavia, una frequenza troppo alta comporta una eccessiva attenuazione fisica da parte del materiale per cui si deve ricorrere ad un ragionevole compromesso, [24]-[27].

## 5.6 Le leggi della riflessione e della trasmissione

### 5.6.1 La riflessione e la trasmissione

Quando un fascio di onde incide normalmente all'interfaccia tra due mezzi A e B aventi differente impedenza acustica caratteristica ( $Z_A$  e  $Z_B$ ), una parte di questo viene

parzialmente riflesso e la parte restante trasmesso, [24]-[27], secondo lo schema di Fig.5.11.

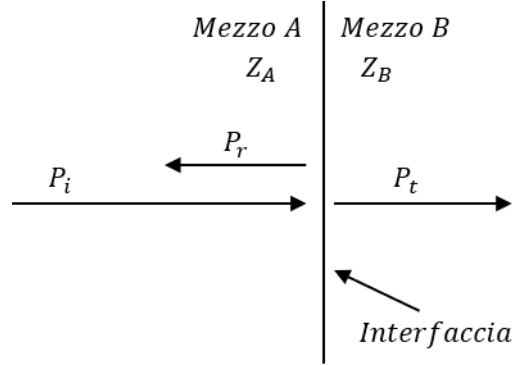


Figura 5.11: Fenomeno di trasmissione e riflessione parziali all'interfaccia fra due mezzi A e B con differente impedenza acustica  $Z$  –  $P_i$ : pressione dell'onda incidente –  $P_r$ : pressione dell'onda riflessa –  $P_t$ : pressione dell'onda trasmessa

Dal punto di vista quantitativo il fenomeno di cui sopra viene definito per mezzo di due coefficienti, riferiti ai valori delle pressioni dei fasci di onde riflesso e trasmesso, normalizzati rispetto al fascio incidente, [24]-[27]:

- coefficiente di riflessione, dato dal rapporto fra il valore della pressione del fascio riflesso e della pressione del fascio incidente

$$R_p = \frac{P_R}{P_i} = \frac{Z_B - Z_A}{Z_B + Z_A} \quad 5.16$$

- coefficiente di trasmissione, dato dal rapporto fra i valori della pressione del fascio trasmesso e della pressione del fascio incidente

$$T_p = \frac{P_T}{P_i} = \frac{2Z_B}{Z_B + Z_A} \quad 5.17$$

A volte è interessante considerare le intensità dei fasci US riflesso e trasmesso, in tal caso si definiscono, analogamente a sopra, i coefficienti di riflessione e trasmissione parziali per le intensità

$$R_I = \frac{I_R}{I_i} = \frac{(Z_B - Z_A)^2}{(Z_B + Z_A)^2} \quad 5.18$$

$$T_I = \frac{I_T}{I_i} = \frac{4Z_B Z_A}{(Z_B + Z_A)^2} \quad 5.19$$

Poiché nelle (5.18) e (5.19) intervengono dei quadrati, i relativi valori sono sempre positivi ed inoltre, indipendenti dal senso del percorso del fascio US, come d'altra parte avviene per i fasci ottici. Ciò consente di esprimere le precedenti formule mediante il

semplice rapporto delle impedenze; ad esempio la (5.18) si può esprimere come, [24]-[27]:

$$R_I = \left( \frac{\frac{Z_B}{Z_A} - 1}{\frac{Z_B}{Z_A} + 1} \right)^2 \quad 5.20$$

da cui risulta evidente che  $R_I$  è funzione solo del rapporto tra le impedenze acustiche ( $Z_B/Z_A$ ) caratteristiche dei mezzi A e B.

Per quanto riguarda le tecniche US, è importante che una certa interfaccia (discontinuità) abbia un coefficiente di riflessione  $R_I$  significativo (ad esempio del 10%), pena l'impossibilità pratica di ottenere una risposta strumentalmente utile; ciò implica che i due mezzi accoppiati abbiano impedenze acustiche caratteristiche sensibilmente differenti, [24]-[27].

Ad esempio, nel passaggio metallo-aria, il rapporto  $Z_B/Z_A$  è sempre molto elevato; ed il coefficiente di riflessione è pari a circa il 100 %. Quindi si può ad ogni buon conto ritenere che si abbia sempre la riflessione totale.

### 5.6.2 La riflessione da strati sottili

Come visto in precedenza, il coefficiente di riflessione, come quello di trasmissione, non dipende dalla frequenza; ciò vale nel caso generale di mezzi relativamente estesi, rispetto alle dimensioni del fascio US; o meglio, di dimensioni infinite.

Invece, nel caso di un sottile strato di materiale B, immerso in un mezzo A, se lo spessore  $s$  del primo è dell'ordine della lunghezza d'onda, il coefficiente di riflessione diventa funzione di questa, ossia dipende dalla frequenza. Dalla teoria, [24]-[27], si ricava la formula (5.21) dove si osserva che  $R_P$  è funzione sia delle impedenze acustiche caratteristiche dei mezzi A e B che dello spessore  $s$  dello strato

$$R_P = \frac{1}{\sqrt{4 \left[ \frac{Z_A}{Z_B} \sin \left( 2\pi \frac{s}{\lambda} \right) \right]^2 + 1}} \quad 5.21$$

dove  $\lambda$  è la lunghezza d'onda nello spessore  $s$ . Quando sono definiti i mezzi A e B,  $R_P$  dipende solo dalla funzione  $\sin^2(2\pi s/\lambda)$ ; inoltre, essendo questa una funzione periodica si ha che,  $R_P$  diventa massimo nella condizione di anti-risonanza ( $s/\lambda=1/4$ ), diventa invece nullo nella condizione di risonanza ( $s/\lambda=1/2$ ).

## 5.7 La rifrazione e la conversione del modo

Fin ora si sono considerati casi in cui la direzione dei fasci riflesso e trasmesso non variava, mantenendosi sempre normale all'interfaccia. Se invece il fascio US incide all'interfaccia obliquamente, hanno luogo dei fenomeni di riflessione e rifrazione per i quali le (5.18) e (5.19) non valgono più; inoltre nell'attraversamento dell'interfaccia si ha una variazione di direzione del fascio US, [24]-[27].

Il fenomeno, piuttosto complesso, è raffigurato in Fig.5.12, dove si ha un'interfaccia fra due mezzi A e B, caratterizzati da, [24]-[27]:

- $V_{AL}$  velocità acustica nel mezzo A; onde longitudinali;
- $V_{AT}$  velocità acustica nel mezzo A; onde trasversali;
- $V_{BL}$  velocità acustica nel mezzo B; onde longitudinali;
- $V_{BT}$  velocità acustica nel mezzo B; onde trasversali.

Considerando un fascio US di onde longitudinali L, incidente sull'interfaccia con angolo d'incidenza  $\alpha$  rispetto alla normale, risulta:

- un fascio riflesso di onde longitudinali con angolo uguale e contrario ( $-\alpha_L$ ); analogamente alla riflessione speculare nell'ottica;
- un fascio US di onde longitudinali nel secondo mezzo con angolo di rifrazione  $\beta_L$  differente da  $\alpha_L$ ; ossia nel secondo mezzo il fascio US muta direzione (fenomeno della rifrazione), anche qui secondo quanto avviene sostanzialmente in ottica.

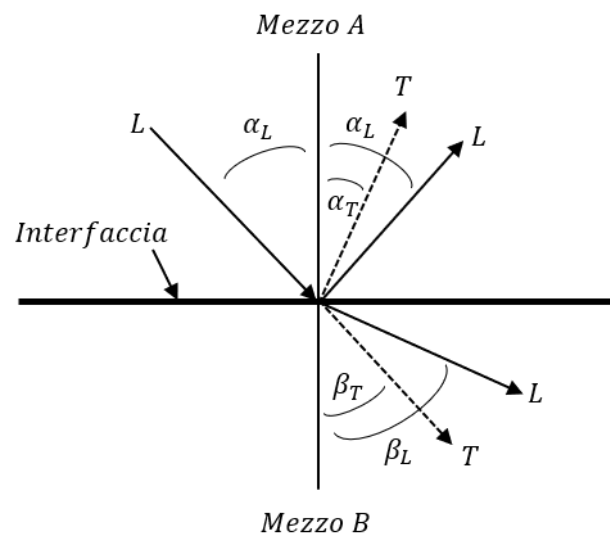


Figura 5.12: Fenomeno della rifrazione e della conversione del modo all'interfaccia fra due mezzi A e B con differente impedenza acustica Z – L: onda longitudinale – T: onda trasversale –  $\alpha_L$ : angolo di riflessione -  $\beta_L$ : angolo di rifrazione

Inoltre, ha luogo un fenomeno particolare, detto conversione del modo (di oscillazione), il quale è tipico degli ultrasuoni (non verificato in ottica). Esso si giustifica in modo rigoroso in base a complessi sviluppi analitici; qui sarà sufficiente darne una spiegazione di massima come segue, [24]-[27].

La pressione dell'onda nel mezzo A agisce al vertice superiore di un generico elemento di materiale secondo due componenti, orizzontale e verticale; al vertice inferiore opposto dello stesso elemento il materiale reagisce elasticamente con due componenti uguali e contrarie per cui si ha l'equilibrio dinamico e l'onda si propaga regolarmente in modo rettilineo. Ciò si verifica entro il materiale finché esso è omogeneo. Ora, quando l'onda giunge all'interfaccia, un generico elemento opporrà ancora allo spigolo inferiore due componenti orizzontale e verticale, come prima, ma essendo il lato inferiore affacciato con il mezzo B di differenti caratteristiche elastiche, la reazione sarà diversa.

Quindi, affinché sia verificato l'equilibrio dinamico devono nascere altri due fasci US (uno riflesso ed uno rifratto) tali da produrre al vertice inferiore dell'elemento considerato una reazione totale, uguale ed opposta a quella incidente sullo spigolo superiore.

La sollecitazione necessaria affinché ciò avvenga deve essere di tipo tangenziale (taglio) e di conseguenza, nel caso generale di un'onda incidente longitudinale L, vengono generati quattro fasci: due riflessi (di cui uno di onde longitudinali L ed uno di trasversali T) e due rifratti (analogamente: L e T), come riportato in Fig. 5.12. Altrettanto si può dimostrare se l'onda incidente è di tipo trasversale.

La dipendenza degli angoli riflessi e rifratti è data dalla legge di Snell, analoga alla legge di rifrazione in ottica:

$$\frac{\sin \alpha_L}{V_{AL}} = \frac{\sin \alpha_T}{V_{AT}} = \frac{\sin \beta_T}{V_{BL}} = \frac{\sin \beta_L}{V_{BT}} \quad 5.22$$

La legge di Snell ha validità del tutto generale. Tuttavia, si deve tener presente che nei fluidi, i quali non trasmettono sforzi di taglio, non si propagano le onde trasversali; perciò se uno dei due mezzi (A o B) è un fluido, la legge di Snell per quest'ultimo, si applica soltanto al fascio longitudinale, [24]-[27].

L'effetto della conversione del modo avviene naturalmente, anche quando è un fascio di onde trasversali ad incidere obliquamente all'interfaccia fra due mezzi con differenti caratteristiche elastiche, ed il fenomeno è ancora rappresentabile con un grafico come quello di Fig.5.12.

Dalla legge di Snell, si deduce inoltre che, quando si passa da un mezzo con velocità acustica minore ad uno con velocità maggiore, il fascio rifratto aumenta l'angolo di

rifrazione; ora, poiché la funzione trigonometrica seno non può superare il valore 1, nel primo mezzo si raggiunge un angolo limite, oltre il quale nel secondo mezzo quel determinato tipo di onda non sarà più trasmesso, [24]-[27].

## 5.8 Attenuazione degli ultrasuoni nel passaggio attraverso un mezzo

È facilmente comprensibile che, dopo un certo percorso, un fascio di US si estingua. La lunghezza del percorso dipende dall'ampiezza iniziale dell'onda, dalla frequenza, dalla natura e dallo stato metallurgico del materiale. Come già si è visto, una causa è dovuta alla divergenza del fascio, responsabile dell'attenuazione geometrica (5.12); un'altra è dovuta all'attenuazione che questo subisce da parte del mezzo che sta attraversando, detta attenuazione fisico-strutturale. Il decremento che la pressione acustica subisce con la distanza, causato da questo tipo di attenuazione è di tipo esponenziale ed è calcolabile come segue, [24]-[27]:

$$P(x) = P_0 e^{-\alpha x} \quad 5.23$$

dove  $\alpha$  è il coefficiente di attenuazione, dipendente dalle caratteristiche del mezzo e dalla frequenza e  $P_0$  il valore della pressione iniziale;

L'attenuazione fisica nei materiali policristallini (metalli in genere) nel campo delle frequenze adottate nei controlli US è dovuta a due fenomeni distinti:

- *assorbimento di energia* da parte del mezzo dovuto a viscosità interna, rilassamento dislocazioni etc., che sostanzialmente si traduce in calore (nel campo degli US per controlli non distruttivi comunque le variazioni di temperatura sono assolutamente trascurabili)
- *diffusione o scattering* da parte di minuscole irregolarità che sottrae energia dal fascio US per disperderla in altre direzioni.

## 5.9 I trasduttori ultrasonici

La via più pratica per generare vibrazioni meccaniche ad alta frequenza è quella di trasformare delle oscillazioni elettriche in oscillazioni meccaniche per mezzo di un opportuno trasduttore, ossia di un dispositivo atto a trasformare energia sotto una certa forma in un'altra.

La produzione di vibrazioni a frequenze comprese nella gamma delle applicazioni ultrasoniche non può essere ottenuta con sistemi elettromeccanici tradizionali (come

ad esempio, una bobina percorsa da corrente alternata, disposta in un campo magnetico) a causa dell'inerzia relativamente grande della parte mobile. Perciò si usano dei trasduttori più idonei, i quali possono essere suddivisi in piezoelettrici, elettrostrittivi e magnetostrittivi, [24]-[27].

### 5.9.1 Trasduttori piezoelettrici

I trasduttori piezoelettrici sono i più noti e storicamente importanti; essi sono costituiti da cristalli di quarzo, sali di Seignette etc., e sfruttano il fenomeno piezoelettrico (scoperto dai fratelli Curie nel 1889), caratteristico di certe strutture cristalline suscettibili di caricarsi elettricamente quando sono deformate elasticamente; ossia, una deformazione meccanica provoca la comparsa di una coppia di cariche elettriche in ogni maglia del reticolo cristallino a causa dello spostamento interno di cariche ioniche negative e positive. In figura 5.13 è rappresentato il fenomeno piezoelettrico nel caso del quarzo ( $\text{SiO}_2$ ).

Se l'equilibrio elettrostatico viene alterato a causa di una deformazione imposta dall'esterno al cristallo ne consegue, a causa della deformazione della cella elementare, un avvicinamento relativo degli ioni  $\text{O}^-$  all'elettrodo superiore e degli ioni  $\text{Si}^+$  a quello inferiore; il risultato è la comparsa di una coppia di cariche (+) e (-) sugli elettrodi. Tale fenomeno è detto: effetto piezoelettrico diretto, [24]-[27].

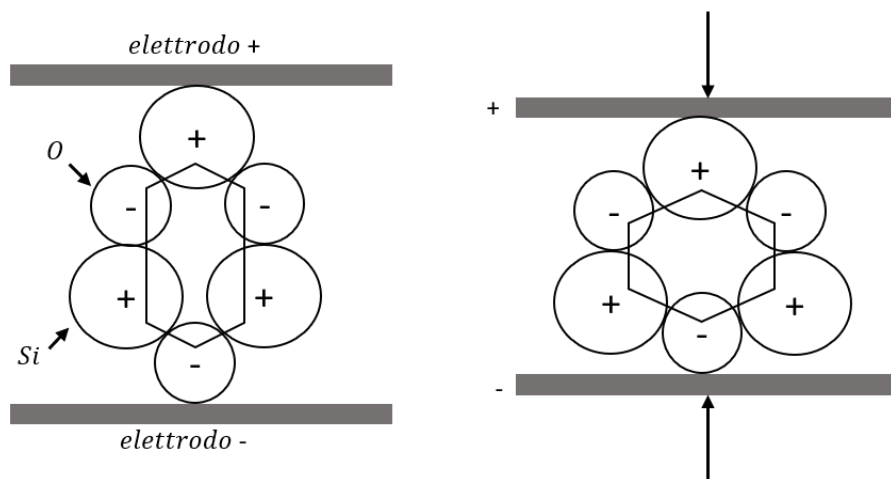


Figura 5.13: Fenomeno piezoelettrico in una cella di cristallo di quarzo a) equilibrio elettrostatico b) deformazione imposta

In modo reciproco, applicando una differenza di potenziale agli elettrodi, l'attrazione elettrostatica sugli ioni provoca una deformazione meccanica del cristallo; questo fenomeno è detto: effetto piezoelettrico inverso.

### **5.9.2 Trasduttori elettrostrittivi**

I trasduttori elettrostrittivi sono costituiti di materiali di tipo ferroelettrico, quali il titanato di bario ( $\text{BaTiO}_3$ ), solfato di litio ( $\text{LiSO}_4$ ), il metaniobato di piombo ( $\text{PbNb}_2\text{O}_6$ ), e sfruttano il fenomeno dell'elettrostrizione. Tale fenomeno consiste nel fatto che, sotto l'azione di un campo elettrico, il materiale subisce una deformazione nella direzione del campo stesso. Inoltre, quando soggetto ad un campo elettrico di eccitazione, un materiale elettrostrittivo assume una polarizzazione elettrica, [24]-[27].

### **5.9.3 Trasduttori magnetostrittivi**

I trasduttori magnetostrittivi, costituiti in genere da tubi o barrette di lega di ferro-nichel, sfruttano il fenomeno della magnetostrizione che, in varia misura, presentano tutti i materiali ferromagnetici in quanto suscettibili di polarizzazione magnetica. In sostanza il fenomeno a livello microscopico è per certi sensi paragonabile all'elettrostrizione, poiché in certi materiali la polarizzazione magnetica, indotta da un campo magnetico, è tanto intensa che il reticolo cristallino polarizzato produce una deformazione in lunghezza nel senso del campo magnetico applicato.

Questo fenomeno è reversibile ed obbedisce ad una legge di tipo quadratico per cui si usa far lavorare il trasduttore magnetostrittivo in presenza di un campo magnetico di premagnetizzazione (normalmente ottenuto per mezzo di un magnete permanente ad esso applicato), così da ottenere un funzionamento lineare, [24]-[27].

### **5.9.4 Trasduttori per contatto a fascio normale**

Utilizzati per produrre un fascio US normale alla superficie frontale del materiale; la placchetta trasduttrice è racchiusa tra due armature metalliche, incollata e quindi sostenuta da un blocco poroso smorzatore. La funzione del blocco poroso è principalmente quella di produrre un sufficiente smorzamento delle oscillazioni emesse dalla placchetta, in modo da ridurre la durata di queste e quindi diminuire la zona morta, [24]-[27].



Lo smorzamento però riduce anche l'ampiezza iniziale delle oscillazioni e quindi l'energia dell'impulso US; per questa ragione i costruttori di trasduttori usano uno smorzamento tale che rappresenti un compromesso ottimale ai fini contenere entro certi limiti la zona morta, pur mantenendo ancora un buon livello di energia di emissione iniziale.

### **5.9.5 Trasduttori per contatto a fascio inclinato**

Utilizzati per ottenere nel pezzo in esame un fascio di onde inclinato (angolato); la placchetta attiva è acusticamente accoppiata ad uno zoccolo di plexiglas, costruito a cuneo in modo da sfruttare il fenomeno della rifrazione; normalmente si considera l'accoppiamento plexiglas-acciaio per cui in fase di costruzione lo zoccolo di plexiglas è direttamente costruito con angolo di incidenza tale da produrre nell'acciaio il voluto angolo di rifrazione (rispetto alla normale), [24]-[27].

### **5.9.6 Trasduttori per contatto doppi**

L'emettitore è acusticamente accoppiato ad uno zoccolo di plexiglas così come il ricevitore; un opportuno setto acusticamente isolante evita che attraverso il plexiglas si abbia un passaggio diretto (by-pass) di ultrasuoni dall'uno all'altro.

Quando si impiegano questi trasduttori il circuito generatore dell'impulso di eccitazione del trasmettitore non è elettricamente connesso con l'amplificatore del ricevitore (come invece si ha nelle tecniche US per riflessione con singolo trasduttore emittente/ricevente); perciò il ricevitore è in grado di captare segnali provenienti da riflettori situati appena sotto "pelle" (essendo così eliminata la zona morta).

I trasduttori doppi possono essere a fascio normale, come il tipo schematizzato oppure a fascio inclinato, [24]-[27].

## **5.10 Il modello elettrico equivalente dei trasduttori**

L'eccitazione di un trasduttore può avvenire in continuo, applicando una tensione alternata ad una data frequenza, per cui le vibrazioni saranno anche esse alternate alla stessa frequenza. Facendo variare quest'ultima si trova un valore per il quale le vibrazioni assumono la massima ampiezza; ciò succede quando la frequenza di eccitazione è uguale a quella di risonanza  $f_0$ , propria del trasduttore, [24]-[27].

Infatti, il trasduttore possiede una massa ed una certa elasticità, definita dal modulo elastico del materiale stesso, e quindi è paragonabile ad un sistema oscillante meccanico. D'altra parte, data la conversione di energia che produce, il trasduttore può essere considerato equivalente ad un circuito oscillante elettrico.

Lo schema elettrico equivalente è rappresentabile secondo il grafico di Fig. 5.14 b); dei due rami in parallelo quello con  $R$ ,  $L$ ,  $C$  rappresenta l'equivalente elettrico delle grandezze meccaniche (massa, elasticità e smorzamento); la capacità  $C$  deriva dalle proprietà elastiche della struttura cristallina, l'induttanza  $L$  dalla massa, mentre la resistenza  $R$  rappresenta l'elemento dispersivo. Il ramo con  $C_0$  è dato dalla capacità elettrica alle armature del trasduttore, il quale si comporta come un condensatore avente dielettrico caratterizzato da una costante dielettrica relativa molto elevata, [24]-[27].

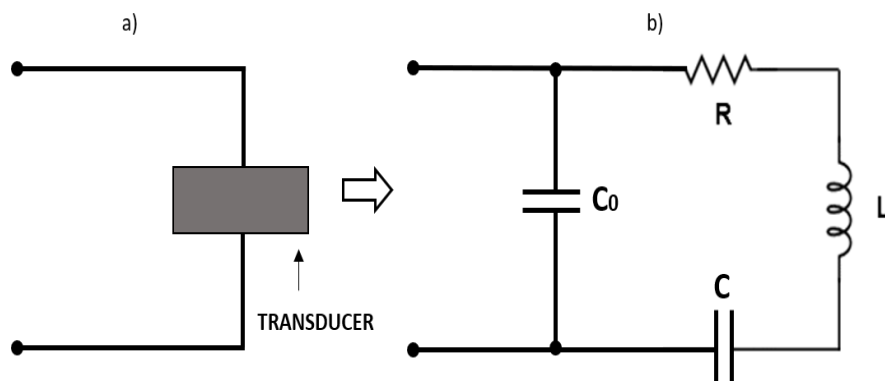


Figura 5.14: Circuito elettrico equivalente di un trasduttore ultrasonico

Al variare della frequenza si presentano due condizioni di risonanza, risonanza serie fra gli elementi  $L$  e  $C$  e risonanza parallelo fra i due rami.

Un altro modo di eccitare il trasduttore è quello di applicare alle sue armature un solo impulso di durata brevissima; così si ottiene una brusca deformazione istantanea, dopodiché il trasduttore ritorna a riposo oscillando con la sua frequenza propria di risonanza meccanica; si tratta di una serie di oscillazioni libere e smorzate, Fig.5.15, in quanto ad ogni oscillazione si ha una certa dissipazione di energia e di conseguenza le ampiezze di oscillazione si vanno riducendo secondo un rapporto costante tra i successivi massimi, [24]-[27].

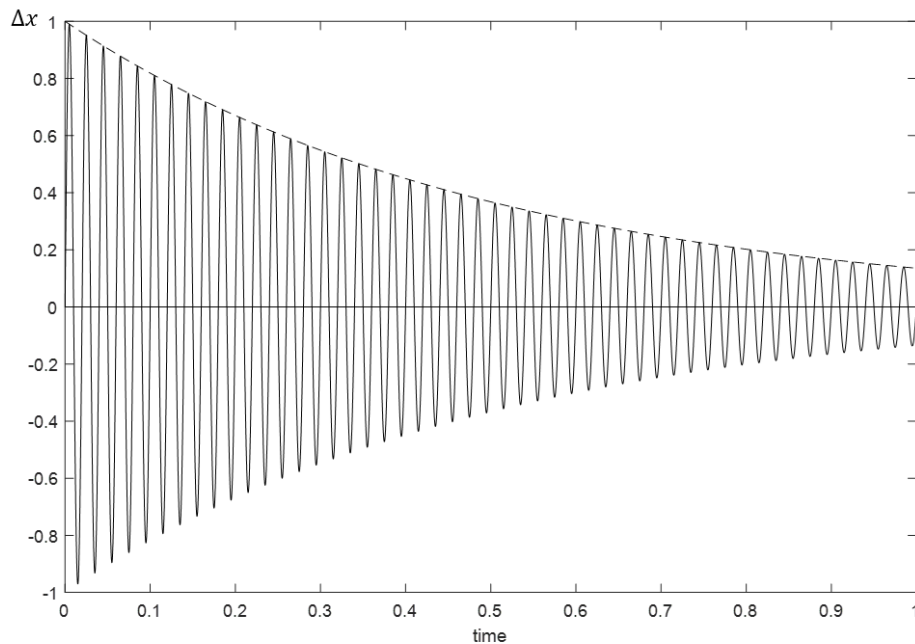


Figura 5.15: Oscillazioni libere smorzate

Nell'utilizzazione degli US mediante tecniche impulsive (praticamente nella gran parte delle applicazioni) lo smorzamento è desiderato al fine di ottenere una durata relativamente breve dell'impulso emesso.

### 5.10.1 Il segnale e lo spettro di frequenza di un trasduttore US

Dal punto di vista matematico il segnale prodotto da un trasduttore, Fig.5.16, risulta essere composto dalla sovrapposizione di più oscillazioni sinusoidali (armoniche) di ampiezza costante e centrate intorno alla frequenza di risonanza fondamentale  $f_0$  propria del trasduttore.

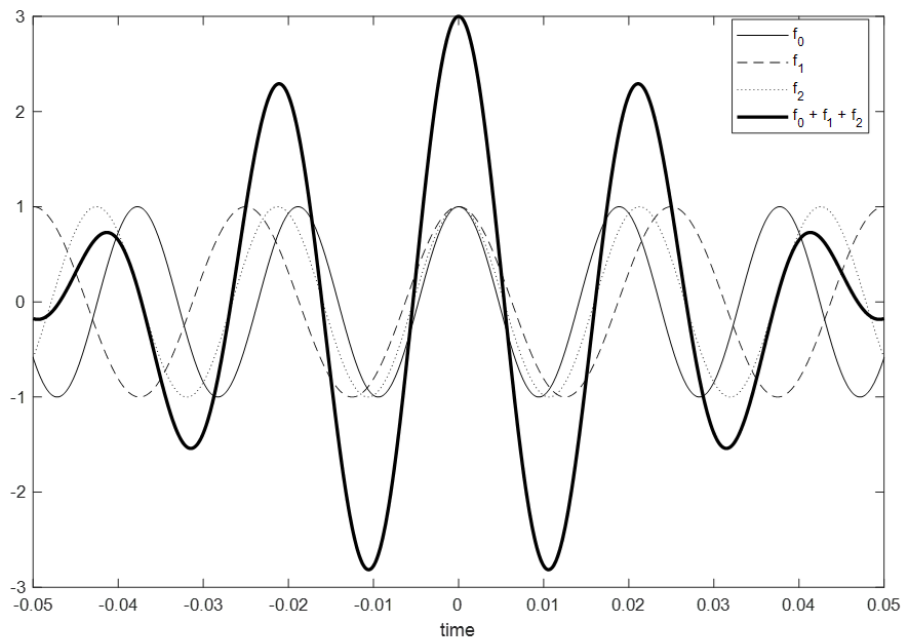


Figura 5.16: Rappresentazione del segnale impulsivo con rispettive frequenze armoniche

L'analisi matematica insegna infatti che un impulso con un dato profilo è composto dalla sovrapposizione di più oscillazioni, sinusoidali, a differenti frequenze, distribuite intorno alla frequenza centrale di risonanza.

Come si vede nell'esempio schematizzato in Fig. 5.16, le oscillazioni a differente frequenza tendono ad elidersi a vicenda man mano che ci si allontana dal punto centrale dell'impulso (interferenza distruttiva) mentre si sommano nella zona centrale (interferenza costruttiva).

L'intervallo delle frequenze o larghezza di banda ( $\Delta f$ ), risulta essere tanto maggiore quanto più ripidi sono i fronti di salita e discesa del profilo del segnale, [24]-[27].

## 5.11 Le tecniche di controllo ultrasonico

Una prima classificazione delle tecniche di indagine ultrasonica viene effettuata considerando le due tecniche fondamentali di applicazione del metodo US, [24]-[30]:

- tecnica per riflessione;
- tecnica per trasmissione.

Qui di seguito sono presentate le caratteristiche peculiari delle due tecniche.

### 5.11.1 La tecnica per riflessione

Con la tecnica per riflessione, detta anche pulse-echo, si impiega un unico trasduttore il quale svolge le funzioni sia di trasmettitore che di ricevitore. Questa tecnica consente di ricevere e valutare gli echi riflessi dalle discontinuità, o comunque da riflettori che si trovano lungo il percorso del fascio US; inoltre richiede l'accesso al materiale in esame da una sola superficie.

La tecnica per riflessione è rappresentata in Fig.5.17; nel caso a), in assenza di discontinuità lungo il percorso, l'impulso US emesso dal trasduttore si propaga in linea retta fino alla superficie di fondo F dove avviene la riflessione praticamente totale, interfaccia metallo/aria con rapporto  $Z_2/Z_1 \gg 1$ .

In presenza di una discontinuità lungo il percorso del fascio US, Fig.5.17 b), si ottiene anche una ulteriore riflessione, di entità dipendente dalle sue dimensioni, orientamento e natura, [24]-[30].

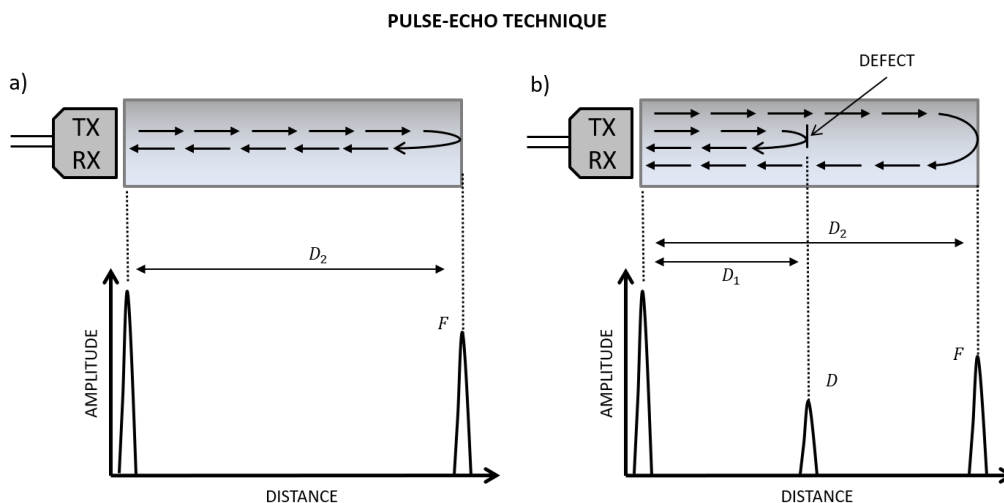


Figura 5.17: Tecnica ultrasonica in riflessione (pulse-echo) a) in assenza di difetto si ha solo l'eco di fondo (F) - b) con discontinuità si ha anche l'eco del difetto (D)

Questo è un aspetto importante poiché in certi casi la discontinuità, pur essendo notevole, ha un orientamento obliquo tale da produrre un eco di riflessione relativamente basso o trascurabile.

Poiché gli US si propagano a velocità costante, le distanze degli echi sono proporzionali alle distanze e quindi, dopo opportuna taratura, si rileva direttamente la profondità a cui le discontinuità sono situate, e dalle ampiezze degli echi invece se ne

deduce l'entità. Tuttavia, mentre le profondità sono facilmente determinabili il problema di valutare l'entità delle discontinuità è di gran lunga più complesso.

### 5.11.2 La tecnica per trasmissione

La tecnica per trasmissione impiega due trasduttori contrapposti, uno da trasmettitore e l'altro da ricevitore. Questa tecnica consente solo di valutare l'entità del segnale trasmesso attraverso il materiale, senza alcuna informazione diretta circa eventuali riflessioni da parte di discontinuità lungo il percorso del fascio US, Fig.5.18; quindi è molto meno sensibile; inoltre richiede l'accesso da due facce contrapposte del materiale in esame ed il perfetto allineamento degli assi dei due trasduttori. Ha il vantaggio di non porre problemi circa pezzi con ridotto spessore, al contrario della tecnica per riflessione (zona morta, potere risolvente), [24]-[30].

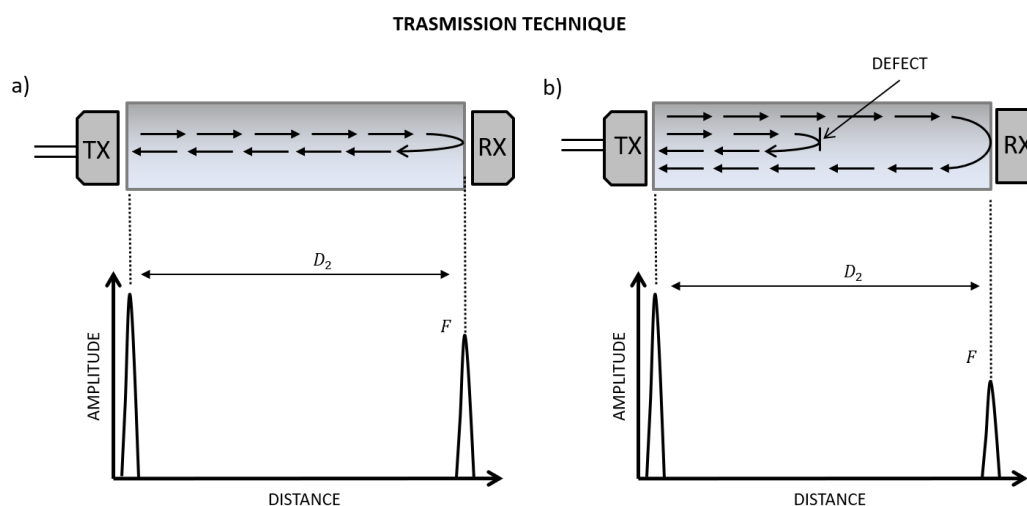


Figura 5.18: Tecnica ultrasonica in trasmissione, a) in assenza di difetto e b) con discontinuità si ha che l'eco di fondo (F) viene attenuato

Con la tecnica per trasmissione in assenza di discontinuità lungo il percorso, Fig.5.18 a), l'impulso US emesso dal trasduttore si propaga in linea retta fino alla superficie di fondo F dove viene acquisita dal trasduttore ricevente. In presenza di una discontinuità lungo il percorso, Fig.5.18 b), il fascio US subisce una attenuazione, di entità dipendente dalle dimensioni, orientamento e natura della discontinuità, per cui si ha una attenuazione dell'eco ricevuto F, da cui si può dedurre la presenza di una anomalia ma non la sua entità o posizione.

## 5.12 La misura di spessore con gli ultrasuoni

Gli strumenti che utilizzano queste tecniche, misurano la distanza temporale tra gli echi ricevuti. Il tempo di transito misurato viene poi moltiplicato per la velocità delle onde ultrasonore nel materiale, assumendo che per gli spessori in esame la velocità rimanga costante. Lo spazio percorso è dato da, [31]-[32]:

$$x = \frac{v \cdot \Delta t}{2} \quad 5.24$$

per la tecnica in riflessione; e da:

$$x = v \cdot \Delta t \quad 5.25$$

per la tecnica in trasmissione. Dove:

- $x$  = spessore incognito;
- $v$  = velocità acustica nel materiale;
- $\Delta t$  = tempo di transito (andata e ritorno per la tecnica in riflessione).

In sostanza la misura di spessore si riduce alla misura del tempo di transito  $\Delta t$  (Ad es.: tra due echi di fondo).

Per la tecnica in riflessione, va osservato che, esso è applicabile in pratica grazie al fatto che nei materiali normalmente considerati la velocità di gruppo e la velocità di fase sono praticamente coincidenti (§5.3.4) e quindi il profilo dell'impulso non muta sensibilmente durante la sua propagazione. Se così non fosse il profilo dell'impulso muterebbe rapidamente come fronte di salita, introducendo un errore inaccettabile. Ciò dovrebbe eventualmente essere tenuto presente nel caso di materiali che non obbediscano a tale comportamento.

Gli strumenti specifici per misure di spessore sono costituiti essenzialmente da un generatore di impulsi per l'eccitazione del trasduttore, un amplificatore del segnale di eco, un circuito per la misura del tempo fra l'istante di emissione e quello di ricezione ed un dispositivo di rappresentazione del segnale (display), che offre anche una rappresentazione numerica del risultato. La visualizzazione della lettura non è fatta ad ogni emissione dell'impulso US, altrimenti l'ultima cifra sarebbe alquanto instabile, ma è ottenuta per campionamento ad ogni 20-30 emissioni, con presentazione del risultato medio, inoltre, sta all'esperienza dell'operatore interpretare l'attendibilità della misura per quanto concerne l'accoppiamento acustico, [31]-[32].

Vi sono realizzazioni che impiegano trasduttori singoli a fascio normale ed altri che impiegano trasduttori doppi ad emittente e ricevente separate. I primi hanno una migliore precisione di misura, dell'ordine del centesimo di millimetro (a condizione che le superfici del materiale siano perfettamente pian-parallele e lisce). I secondi

hanno una precisione relativamente minore, ma consentono di determinare spessori anche su superfici scabre, corrosive e non perfettamente parallele.

In certe apparecchiature complesse il misuratore di spessore può anche essere incorporato come accessorio avendo così il vantaggio di poter osservare contemporaneamente il segnale in funzione del tempo; ciò ai fini di una migliore verifica che la misura sia effettivamente effettuata tra l'impulso di emissione ed il primo eco di fondo, oppure fra due echi successivi opportuni, [31]-[32].

In figura 5.19 è rappresentato un esempio dello schema fondamentale per la misura di spessore secondo il metodo pulse-echo, facente uso di un trasduttore semplice munito di linea di ritardo.

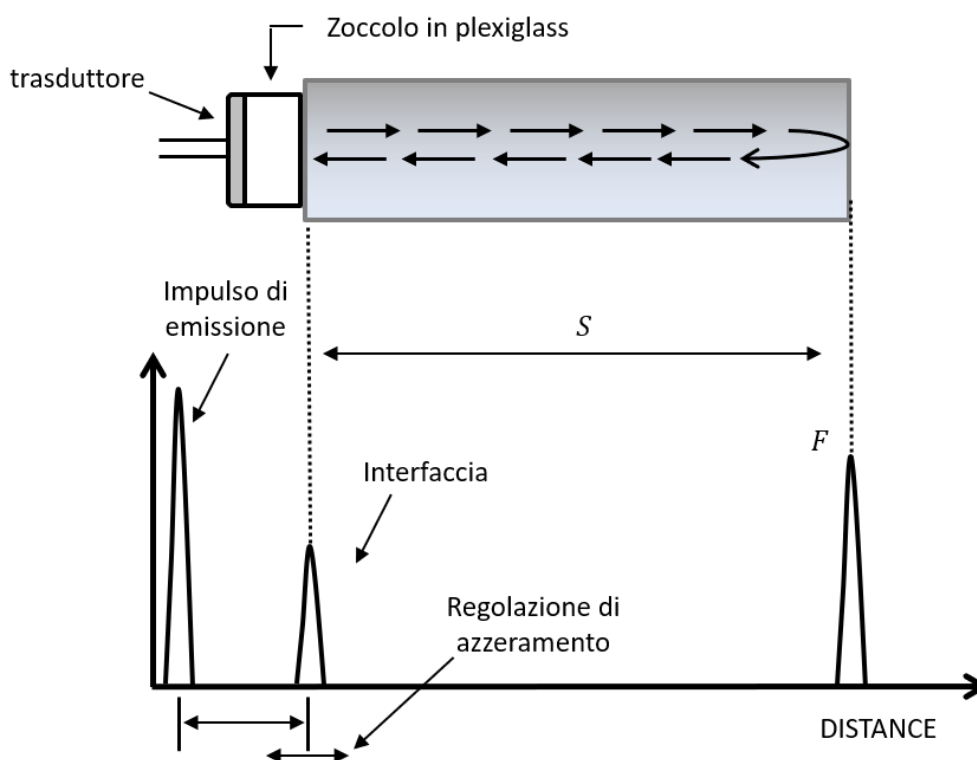
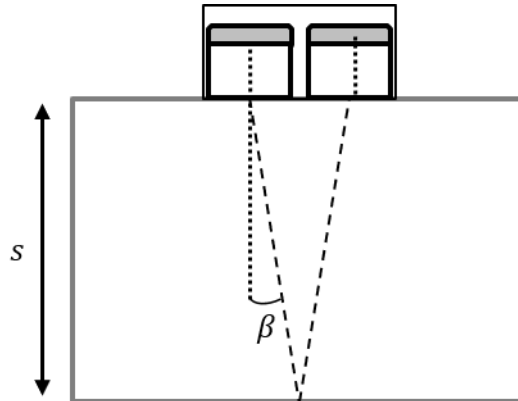


Figura 5.19: Misura di spessore con tecnica pulse-echo

Lo zoccolo di plexiglas costituisce la cosiddetta linea di ritardo; pertanto il segnale presenta un eco di interfaccia, coincidente con la superficie frontale del materiale, ed un eco di fondo. Il tempo di andata e ritorno (A/R) è misurato fra questi due echi e la taratura preliminare consiste nella regolazione del punto di zero, azzeramento, con la quale si stabilisce l'istante di inizio del conteggio di  $\Delta t$ , e della velocità  $v$ . Naturalmente quest'ultima va riferita al particolare tipo di materiale in esame, [31]-[32]. Poiché  $v$  non è quasi mai nota a "priori" è necessario avere a disposizione un campione



certificato di differenti spessori del materiale in esame, in modo da effettuare una taratura preliminare della  $v$ .



*Figura 5.20: Misura di spessore con trasduttore doppio ad emittente e ricevente separate*

In figura 5.20 è riportato un esempio di misura di spessore con trasduttore doppio; concettualmente la misura è ancora fatta come in precedenza, tuttavia si osserva che il cammino reale dei fascio US nel materiale ora è obliquo; ciò non comporta errori sensibili finché lo spessore è relativamente grande in quanto la differenza fra cammino reale e doppio spessore è trascurabile (ipotenusa circa uguale al cateto maggiore); diventa non trascurabile per spessori ridotti dove la convergenza dei due fasci aumenta notevolmente (cresce l'angolo  $\beta$ ). Ciò non toglie che non si possano eseguire misure su spessori piccoli, occorre soltanto fare una taratura accurata. Con appositi trasduttori doppi si giunge a misurare spessori sottili, fino a circa 1,5mm.

## 5.13 Rappresentazione del segnale US

Nelle tecniche di controllo con US si hanno diverse modalità di rappresentazione del segnale. Le principali sono note come:

- A-SCAN;
- B-SCAN;
- C-SCAN.

### 5.13.1 Rappresentazione A-SCAN

La rappresentazione A-SCAN, di gran lunga più usata, consiste nel presentare il segnale US in funzione del tempo, equivalente alla distanza percorsa dall'impulso US.

Definita comunemente anche come rappresentazione pulse-echo in quanto consente di ottenere le distanze, o profondità nel materiale, degli echi delle discontinuità e della superficie di fondo. L'ampiezza dei picchi, o meglio degli echi, dipende dall'entità dell'energia US ricevuta dal trasduttore. In figura 5.21 è riportato un oscillogramma esemplificativo della rappresentazione A-SCAN, [24]-[27].

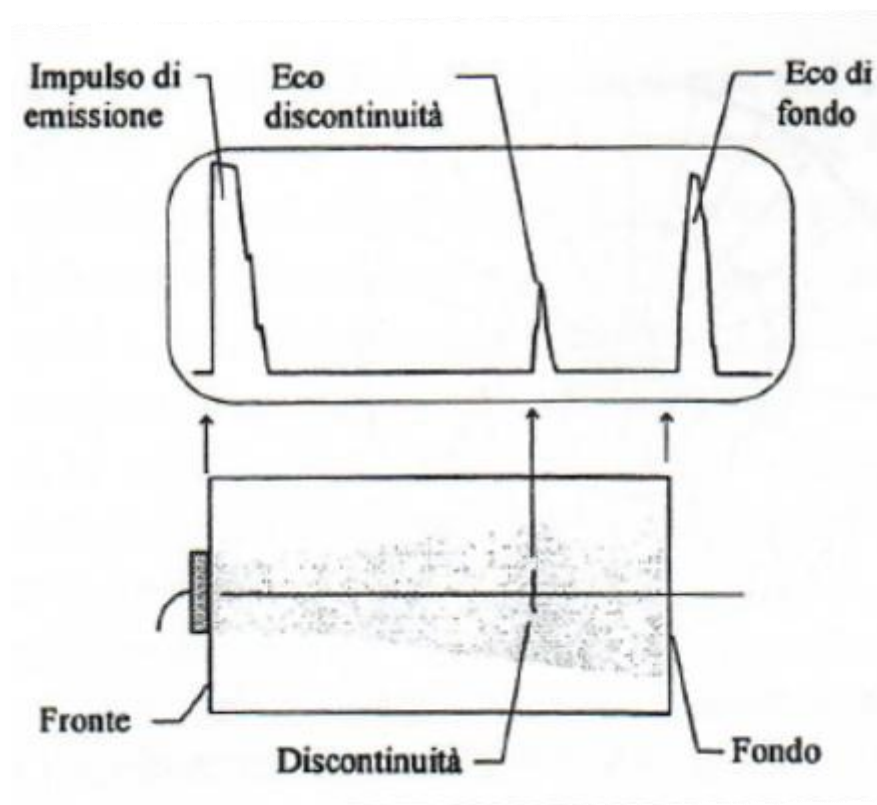


Figura 5.21: Rappresentazione A-Scan del segnale ultrasonico

In sostanza si ha una informazione sull'ampiezza e sul tempo del segnale US. Gran parte delle apparecchiature convenzionali utilizzano soltanto questo tipo di presentazione.

### 5.13.2 Rappresentazione B-SCAN

La rappresentazione B-SCAN, molto meno usata, consiste nel presentare il segnale US in modo da far apparire sullo schermo l'equivalente della sezione del pezzo in esame, Fig.5. 22.

Mentre il trasduttore effettua la traslazione lungo l'asse  $x$  vengono memorizzate contemporaneamente la posizione  $x$  e la profondità  $z$  da cui giungono gli echi.

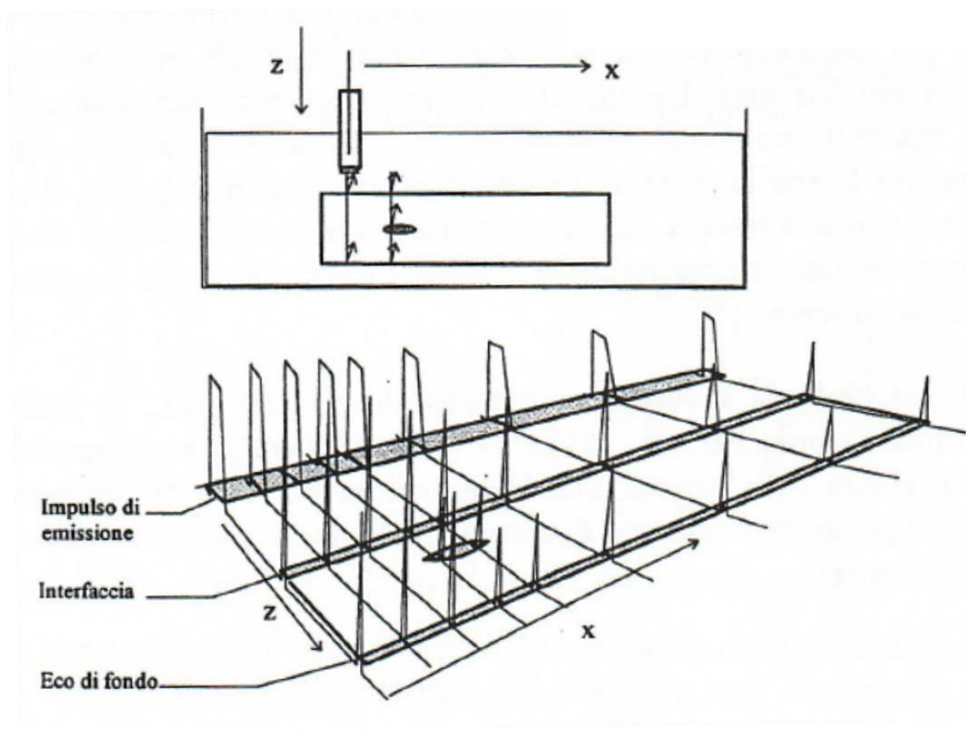


Figura 5.22: Rappresentazione B-Scan del segnale ultrasonico

Si tratta quindi di una rappresentazione su assi cartesiani, come si deduce dalla disposizione di Fig.5.22, dove è data un'idea della parte strumentale e della sezione del pezzo esaminato. Si osserva che si ottiene la delimitazione dell'estensione nonché la posizione delle discontinuità, ma si perde l'informazione relativa all'ampiezza degli echi, [24]-[27].

### 5.13.3 Rappresentazione C-SCAN

Essenzialmente è la rappresentazione in pianta del pezzo controllato, Fig.5.23. Nata e sviluppata nei primi tempi per la documentazione dei controlli per immersione di lamiere e piastre, nelle prime versioni il supporto del trasduttore per la movimentazione di esplorazione della piastra era collegato per via meccanica, direttamente o per mezzo di un collegamento a filo su pulegge, ad un pennino scrivente. Durante la scansione il pennino scorreva sulla carta da registrazione in esatta sincronia col trasduttore e quando il fascio US passava sopra una discontinuità, se l'eco superava la soglia preimpostata della porta di allarme (gate), il pennino si abbassava sulla carta lasciando una traccia. L'esplorazione avveniva a “greca” con un passo  $p$

opportuno, così da ottenere un dato ricoprimento e la riproduzione su carta rappresentava appunto la mappa della piastra in scala 1:1.

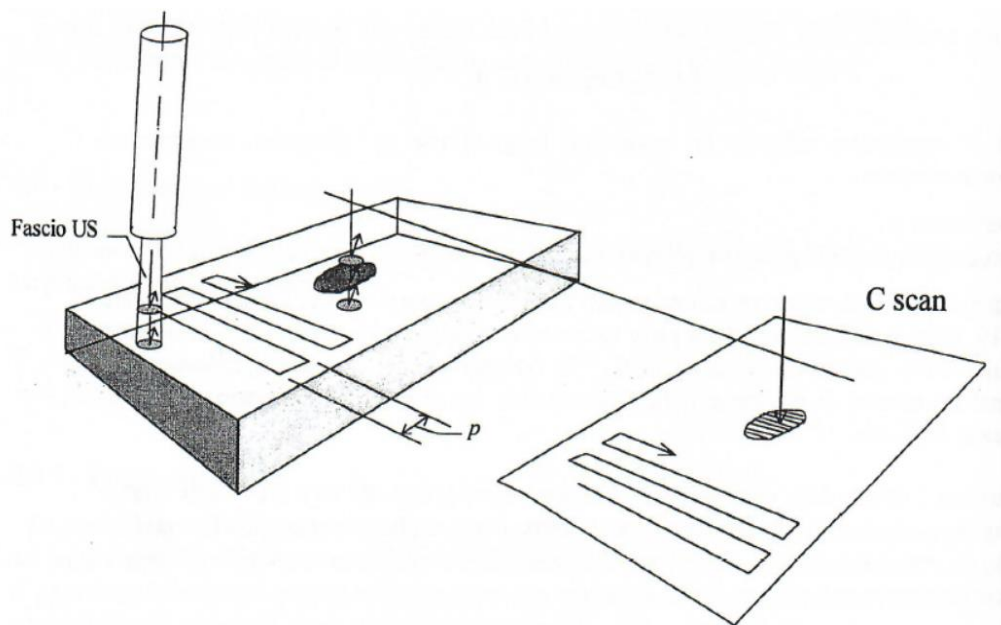


Figura 5.23: Rappresentazione C-Scan del segnale ultrasonico

Con la rappresentazione C-SCAN, secondo la modalità convenzionale sopra descritta, si perdono le informazioni del segnale circa l'ampiezza e la profondità dell'eco. Però si ha in un sol colpo d'occhio la riproduzione in pianta della piastra, con la delimitazione delle discontinuità. Pur nella sua semplicità questo tipo di registrazione è ancora molto usata per le lamiere di alta qualità destinate ad impieghi speciali, [24]-[27].

Nelle realizzazioni odierne per la rappresentazione del segnale US si fa largo uso delle tecniche informatiche grazie alle quali si ottengono notevoli miglioramenti rispetto alle prime versioni. Uno strumento moderno è dotato di convertitore analogico-digitale per il trattamento del segnale con relativa registrazione su memoria digitale.

Durante la scansione vengono acquisite punto per punto le varie informazioni quali: l'ampiezza e la profondità dell'eco, le coordinate di posizione ( $x$ ,  $y$ ,  $z$ ) e, se necessario, l'angolo di incidenza del fascio US. La movimentazione del trasduttore, realizzata con motori del tipo passo-passo, è programmabile mediante software, tali da seguire adeguatamente profili particolari con forma alquanto complicata, [24]-[27].

Una forte limitazione dei primi tipi di registrazione era dovuta al fatto che il pennino scrivente dava una traccia del tipo tutto o niente per cui si perdeva l'informazione

relativa all'ampiezza dell'eco della discontinuità. Ora, grazie alle tecniche informatiche si hanno a disposizione parecchi tipi di rappresentazioni; tali da riprodurre anche quest'ultima informazione.

# **CAPITOLO 6.    COMPARAZIONE DEI METODI US-NDT**

## **6.1 Introduzione**

Negli ultimi anni, la manutenzione predittiva ed il controllo di componenti e materiali sono diventati elementi cruciali della produzione industriale. La realizzazione di prodotti che rispettino determinati standard di qualità, affidabilità e sicurezza è sempre più al centro dell'attenzione.

Inoltre, l'introduzione di materiali innovativi e l'incremento del volume di scambio dei prodotti industriali a livello internazionale, ha rafforzato nelle aziende la consapevolezza riguardo tali problematiche, al fine di ottenere un prodotto affidabile, tecnicamente valido ed economicamente competitivo, che rispetti i vincoli di sicurezza stabiliti da normative sempre più restrittive.

In questo contesto, prodotti come le barre di alluminio, sono largamente utilizzate in applicazioni industriali, aerospaziali, nautiche e automobilistiche, in quanto rappresentano un buon compromesso in termini di peso e robustezza. Nella maggior parte di queste applicazioni, è fondamentale certificare l'assenza di difetti sia durante la realizzazione che durante la vita operativa di queste strutture [6].

Inoltre, in caso di presenza di difetto, risulta molto importante riuscire ad individuare correttamente la sua posizione in modo da identificarne le possibili cause.

Allo stesso modo, risulta importante monitorare lo stato del difetto per stabilire il successivo utilizzo della struttura danneggiata.

Le tecniche di test non distruttivi (NDT) possono essere uno strumento utile per studiare i difetti senza danneggiare il campione e senza separarlo dalla struttura in cui è inserito. Tra le diverse tecniche NDT, quelle basate sull'approccio ultrasonico (US-NDT), [28]-[36] [74]-[76], sembrano le più promettenti in termini di rilevamento e localizzazione di difetti, anche per campioni difficili da ispezionare, e accessibili solo

da un numero limitato di posizioni (punto di ispezione), che può essere posizionato anche a distanza considerevole dal difetto.

L'indagine sul campo viene in genere eseguita nello stesso luogo in cui la parte indagata viene utilizzata. Per questo motivo, vengono adottati strumenti portatili per i US-NDT. Il principio di funzionamento di questi strumenti si basa sull'iniezione all'interno del campione di opportuni segnali ultrasonici e sull'analisi degli echi riflessi ottenuti, [77]-[85]. La presenza di eventuali difetti modifica le caratteristiche degli echi rilevati e consente, attraverso un'adeguata elaborazione, la diagnosi della posizione e delle caratteristiche di difetto.

Questi strumenti sono in genere composti da uno stadio analogico e uno digitale. Lo stadio analogico invia i segnali alle sonde di eccitazione e misura i segnali di eco provenienti dalle sonde riceventi, mentre lo stadio digitale gestisce il condizionamento e l'elaborazione del segnale.

Diversi tipi di segnali di eccitazione sono in genere considerati. Essi variano da impulsi, pacchetti di toni sinusoidali, chirp e così via, [34]-[36] [74]-[76]. Le caratteristiche di questi segnali sono variabili e dipendono da diversi aspetti, come l'energia necessaria per eseguire la diagnosi in modo affidabile. Allo stesso modo, vengono adottate diverse tecniche di filtraggio e di elaborazione digitale dei segnali, [34]-[36] [86]-[96].

Allo scopo di esplorare il vantaggio di ciascuna delle soluzioni sopra menzionate, in questo capitolo, viene proposto un confronto sperimentale tra alcune delle diverse tecniche di eccitazione, filtraggio e diagnostica US-NDT, presentate in letteratura, con l'obiettivo finale di determinare una combinazione adeguata di tali soluzioni che consenta le migliori capacità di rilevamento e di localizzazione dei difetti all'interno di strutture di spessore considerevole, come le barre di alluminio.

In particolare, vengono sperimentate strategie di eccitazione basate su segnali sinusoidali, segnali impulsivi e segnali chirp. Per il denoising dei segnali US, vengono impiegati i filtri digitali FIR ed i filtri Wavelet, mentre per l'elaborazione del segnale vengono considerate il metodo classico della correlazione incrociata ed il metodo innovativo della convoluzione di inviluppo mediante la tecnica del matched filter. Inoltre, vengono illustrati l'impostazione sperimentale realizzata per la caratterizzazione dei metodi ed i risultati dei numerosi test effettuati.

### 6.1.1 Il generatore di impulsi e i segnali di eccitazione

L'indagine ad ultrasuoni (UT), contestualmente all'impiego della tecnica pulse-echo, è un metodo efficace per applicazioni NDT nella ricerca di difetti interni a materiali, anche di diversa natura. Le onde ultrasoniche sono generate da un generatore di impulsi che attiva il trasduttore per trasmettere il segnale ultrasonico all'interno del mezzo analizzato. L'onda ultrasonica viene propagata nell'oggetto in questione e produce echi di riflessione, convertiti in segnale elettrico mediante il trasduttore di ricezione.

I US-NDT utilizzano segnali di energia acustica ad alta frequenza per condurre esami ed effettuare misurazioni. Un tipico sistema di ispezione US-NDT è costituito da diverse unità funzionali, come il generatore di impulsi, i trasduttori ed i dispositivi di acquisizione, elaborazione e visualizzazione, [115] [116].

Il generatore di impulsi, o pulsatore, è il componente fondamentale in tutti i sistemi ad ultrasuoni impiegati nel contesto dei test non distruttivi. Tale dispositivo eroga un treno di impulsi, unipolari, ad alta tensione, necessari a stimolare correttamente il trasduttore ultrasonico, [115] [116].

I pulsatori sono largamente impiegati nelle applicazioni ad ultrasuoni ad alta frequenza, sia in ambito scientifico che in soluzioni commerciali.

Fintanto che gli impulsi generati, siano efficacemente impieganti nel contesto UT-NDT, devono possedere diverse proprietà, come una elevata energia, tipicamente vengono generati treni di impulsi con ampiezze superiori alle centinaia di volt, per ottenere dei buoni compromessi in termini di rapporto segnale rumore (SNR), ed elevata frequenza ossia una durata dell'impulso quanto più breve possibile per garantire una elevata risoluzione spaziale, [115] [116].

L'impiego di sistemi che utilizzano segnali basati sui treni di impulsi unipolari nel contesto dei US-NDT, se da un lato rappresenta una tecnica consolidata e adottata anche negli attuali sistemi ad ultrasuoni commerciali, non è priva di problematiche soprattutto quando gli spessori dei materiali da analizzare diventano rilevanti.

In queste situazioni infatti, risulta difficile avere dei segnali di stimolo con energie e frequenze sufficientemente elevate in grado di generare delle buone riflessioni nel campione investigato, in quanto il percorso elevato che compiono le onde ultrasoniche comporta, di conseguenza, delle forti attenuazioni degli echi ricevuti, che possono addirittura essere mascherati dal rumore. Inoltre, la realizzazione di pulsatori in grado di fornire prestazioni adeguate in questo contesto risulta complessa ed onerosa, [115] [116].



Molte ricerche hanno riportato delle tecniche di eccitazione, che si basano sull'impiego di differenti segnali di eccitazione, per migliorare le problematiche dovute all'impiego dei segnali pulsati unipolari.

Alcune delle soluzioni evidenziate in abito scientifico, si basano sull'impiego di impulsi bipolari. Tuttavia, queste soluzioni, presentano ancora alcuni svantaggi come una maggiore durata dell'impulso, che limita la frequenza di pilotaggio e influisce sulle prestazioni del segnale, [117] [118].

Altre soluzioni invece, che permettono di ottenere un miglioramento della qualità del segnale ricevuto, impiegano sequenze di segnali sinusoidali, [119] [120]. Queste soluzioni però, sono state testate solo per profondità ispettive ridotte, fino a qualche decina di centimetri.

Risultati molto importanti, sono stati ottenuti impiegando segnali modulati in frequenza, adeguatamente progettati, in modo che possano essere emessi dai trasduttori ad ultrasuoni convenzionali, [121]-[123]. Questi metodi di eccitazione riescono a fornire una risoluzione spaziale molto spinta e allo stesso tempo aumentare il SNR.

In un eccellente documento di Ricci M., [124], viene dimostrato come sia estremamente importante che il tipo di segnale di eccitazione utilizzato venga scelto in modo da corrispondere alla larghezza di banda disponibile nel sistema sperimentale.

In questo, contesto i segnali Chirp possono facilmente raggiungere questo obiettivo, e lo spettro di potenza può essere progettato arbitrariamente mantenendo contestualmente un inviluppo costante. Nel caso di sequenze binarie invece, è necessario introdurre ulteriori elaborazioni nella fase di progettazione del segnale, per personalizzare lo spettro di energia.

In un'altra eccellente trattazione di Vasile C., [125], viene ulteriormente evidenziato come l'impiego di segnali di eccitazione Chirp a durata limitata, nel rilevamento e localizzazione di difetti in strutture metalliche, contestualmente ad un opportuno metodo di elaborazione, permette di ottenere miglioramenti, in termini di SNR, rispetto al metodo classico dei segnali impulsivi. Anche qui, i risultati sono stati ottenuti su campioni di spessore limitato.

In questo contesto, è stato dimostrato come l'impiego di segnali modulati in frequenza e segnali sinusoidali come metodo di eccitazione, fornisce una migliore risoluzione ed una minore complessità hardware, rispetto all'impiego di una convenzionale eccitazione basata su treni di impulsi.

Tuttavia, anche se questa strategia di eccitazione, è largamente adottata, nell'ambito dei test non distruttivi ad ultrasuoni, non sono state ancora evidenziate le sue prestazioni in applicazioni su strutture metalliche di elevato spessore.

### 6.1.2 Il condizionamento e l'elaborazione del segnale US

Attualmente, vi è una forte richiesta di tecniche automatiche di elaborazione del segnale ultrasonico non solo per rimuovere la necessità di rilevazione e valutazione manuali dei difetti, ma anche per aumentare l'accuratezza, l'affidabilità e la ripetibilità della valutazione non distruttiva [126] [127] [128].

L'elaborazione del segnale è un aspetto cruciale di qualsiasi test non distruttivo ad ultrasuoni. L'obiettivo dell'elaborazione del segnale è quello di estrarre informazioni dal segnale ricevuto, per rilevare la presenza di difetti nelle strutture e valutare la gravità del danno.

La robustezza di tali tecniche, a fronte dell'elevato livello di rumore, è indispensabile per qualsiasi approccio di elaborazione del segnale in questo campo, poiché in molte applicazioni US, come l'ispezione di campioni di spessore elevato, è previsto un livello elevato di rumore, [129]. Inoltre, l'ambiente circostante, i trasduttori, il sistema di acquisizione dei dati sono ulteriori fonti di rumore, [130].

Una volta che il segnale è stato acquisito, è possibile utilizzare metodi di stima di parametri adeguati, per estrarre le caratteristiche di interesse dal segnale e rilevare la presenza di difetti nonché, di valutarne la gravità. Pertanto, l'elaborazione del segnale ultrasonico può essere suddivisa in due attività, [131]:

- filtraggio del rumore (denoising);
- stima dei parametri per il rilevamento e la valutazione dei difetti.

I segnali ultrasonici grezzi in genere contengono alti livelli di rumore che diminuisce la probabilità di rilevamento dei difetti e aumenta la percentuale di falsi allarmi [132]. Questi rumori sono principalmente causati da fonti elettriche, per esempio rumori e segnali spuri generati negli amplificatori o da fonti acustiche, ad es. echi dovuti a disomogeneità strutturali del materiale [133].

Il problema del denoising ad ultrasuoni è stato affrontato da molti ricercatori, soprattutto nelle rappresentazioni dei segnali A-scan, [132]-[141].

Il rumore si verifica quando molti diffusori a sub-risoluzione nel mezzo causano interferenze nell'onda ricevuta da un oggetto [142], che va ad aggiungersi al rumore di fondo già presente nel segnale ultrasonico come il rumore di fondo o il rumore casuale.

Il rumore casuale non è correlato agli echi ultrasonici, ma è causato da diversi fattori come fonti elettriche ed errori di quantizzazione. Il rumore di fondo invece può essere causato dall'interfaccia tra il trasduttore e il mezzo di prova, nella configurazione pulse-echo, o dalla parete posteriore del mezzo.

Per quanto riguarda il denoising del segnale, i metodi basati su filtri digitali sono i più adottati per estrarre informazioni utili sul segnale da ambienti rumorosi.

Molte tecniche di filtraggio digitale sono state proposte in letteratura [86]-[96]. Alcuni di essi si basano su l'applicazione dei filtri digitali Finite Impulse Response (FIR) e Infinite Impulse Response (IIR), [94]-[96]; altre tecniche richiedono una conoscenza a priori o sperimentale del rumore, come quelle basate sui filtri Wiener [91]-[93]; altri si basano sull'uso della decomposizione in domini trasformati come Wavelet, Chirplet e così via, [86]-[89].

Per quanto riguarda i filtri digitali basati su FIR e IIR, essi assicurano facili implementazioni ma introducono alcuni ritardi nei segnali filtrati che possono influenzare l'esito del test UT. Inoltre, per migliorare la sensibilità del filtro, sono richiesti filtri di ordine elevato, ma ciò può causare instabilità nella risposta del filtro e ritardi variabili per le diverse frequenze del segnale.

I filtri di Wiener impongono invece, una buona conoscenza a priori del rumore o dell'esistenza di un ritardo del segnale in cui è presente solo il rumore. La scelta errata delle caratteristiche del rumore o l'analisi errata del ritardo del rumore possono influire sulla corretta applicazione del filtro, [91]-[93].

Per quanto riguarda i filtri basati su dominio trasformato (ad es. wavelet denoising, chirplet denoising e così via), è necessario effettuare un'accurata messa a punto della scelta della funzione di base, della scala e della soglia da utilizzare, [86]-[88] [133]-[135]. Un altro aspetto da considerare riguarda il tempo di elaborazione e la complessità dell'hardware necessario per eseguire il processo di filtraggio in tempo reale. Per questi motivi sono necessari una scelta e una regolazione del filtro adeguate, [138] [139] [141].

Infine, molte tecniche di elaborazione del segnale sono state utilizzate in ambito ultrasonico per l'estrazione delle informazioni. Ciò include le tecniche di elaborazione del segnale classiche come la media del segnale, l'analisi dello spettro di frequenza [142], la correlazione [143], le reti neurali e l'analisi autoregressiva [144], nonché le tecniche emergenti come la trasformata wavelet, la compressione di impulso, la trasformata di Hilbert o la tecnica del matched filter.

Molti lavori scientifici, [34]-[36] [86]-[96] [145], hanno confrontato le prestazioni di diversi metodi di elaborazione del segnale, per la localizzazione dei difetti, mediante la tecnica pulse-echo.

I risultati hanno mostrato come l'impiego della trasformata di Hilbert, [97] [136] [137] [138] [145], è sensibile alla lunghezza del segnale ultrasonico, dove la localizzazione della posizione delle interfacce di discontinuità è tanto migliore quando

la lunghezza del segnale è relativamente breve (inferiore alla distanza tra due interfacce successive), e consente il rilevamento della localizzazione delle interfacce incontrate mediante l'involuppo segnale. Tuttavia, ignora i gradienti di segno incontrati perché considera solo il valore assoluto.

Altri studi hanno evidenziato come la funzione di correlazione incrociata, [97] [98] [120] [143], risolve questo problema di segno e fornisce una buona localizzazione della posizione dell'interfaccia. Anche l'applicazione della trasformata wavelet ha risolto questo problema consentendo una localizzazione dell'interfaccia abbastanza accurata.

Altri documenti invece hanno testato la tecnica del matched filter, [100] [101] [120] [125] [145], per rilevare e localizzare le interfacce di discontinuità nelle strutture metalliche, utilizzando l'ispezione non distruttiva degli ultrasuoni. In queste trattazioni, viene evidenziato come questa tecnica esibisce prestazioni migliori rispetto alle tecniche classiche, come l'analisi spettrale o la correlazione, con miglioramenti del SNR, ed una localizzazione più accurata delle discontinuità.

Ognuna di queste tecniche presenta vantaggi e svantaggi in termini di capacità di rilevazione, capacità di discriminazione di due difetti vicini, complessità di implementazione, affidabilità della localizzazione dei difetti e accuratezza dei risultati.

Queste prestazioni, oltre che dipendere dal metodo di elaborazione attuato, sono fortemente influenzate dal tipo di segnale di eccitazione e dal metodo di denoising impiegati.

Per questi motivi non è possibile identificare a priori una tecnica migliore rispetto alle altre, ma si necessita di una accurata sperimentazione per identificare il miglior compromesso tra segnali di eccitazione, denoising ed elaborazione dei dati, che si adatti al tipo di applicazione specifica.

## 6.2 La stazione di misura

Il primo passo, in questo lavoro di tesi, è stato quello di realizzare una stazione di misura, appositamente progettata per l'esecuzione di prove ad ultrasuoni.

La realizzazione della stazione di misura è avvenuta a valle di una accurata analisi di quelle che sono le unità principali necessarie all'esecuzione di un test ad ultrasuoni: generatore dei segnali di eccitazione, i trasduttori ultrasonici ed i dispositivi di condizionamento ed acquisizione dei segnali. Tutta la stazione di misura è gestita

mediante un software dedicato, in cui è sufficiente impostare i parametri della prova ed avviare il test.

Nel dettaglio, la stazione di misura, Fig.6.1, è composta da due sezioni principali: una sezione hardware, comprensiva della strumentazione per l'esecuzione del test, e una unità software, dedicata alla gestione dei dati.

La sezione hardware comprende tutti i dispositivi necessari alla generazione, acquisizione e condizionamento dei segnali ultrasonici all'interno del campione in prova.

La sezione generazione del segnale si basa sull'uso di una scheda digitale, TIE PIE Engineering Handyscope HS5-540XMS-W5™. Questo dispositivo combina un generatore arbitrario di forme d'onda a 40 MHz con un sistema di acquisizione dati a campionamento rapido (fino a 500 MS/s) ad alta risoluzione (fino a 16 bit). Altre caratteristiche sono una elevata memoria (64 MSamples) ed una capacità di misurazione in streaming continuo fino a 20 MS/s.

I due canali di ingresso analogici acquisiscono il segnale generato e il segnale ricevuto dall'amplificatore della sonda ricevente (RX), mentre il canale di uscita analogico viene utilizzato per fornire segnali di eccitazione all'amplificatore della sonda trasmittente (TX).

Il condizionamento del segnale ultrasonico viene gestito mediante due sistemi di amplificazione dedicati, uno per il segnale di eccitazione ed uno per il segnale acquisito.

In particolare, per il segnale di eccitazione (trasmesso mediante la sonda TX), viene utilizzato un amplificatore VMA-320™ Falco System. Questo amplificatore presenta un guadagno di 50X nell'intervallo operativo  $\pm 150$  V ed una larghezza di banda dalla DC a 5 MHz, con una corrente massima limitata a  $\pm 300$  mA.

Il condizionamento del segnale acquisito (mediante la sonda RX) viene eseguito utilizzando l'amplificatore da strumentazione Analog Device AD8331™, con un guadagno da 44 a 150 dB, ed una frequenza massima di 120 MHz.

Infine, la trasmissione e l'acquisizione del segnale ultrasonico avviene attraverso due sonde Olympus Videoscan 152 V109RB™. Queste sono sonde a contatto piezoceramico, con una banda in frequenza di 3-6 MHz, utilizzate rispettivamente come sonda di trasmissione per il segnale di eccitazione (TX) e sonda di acquisizione per il segnale di riflessione (RX).

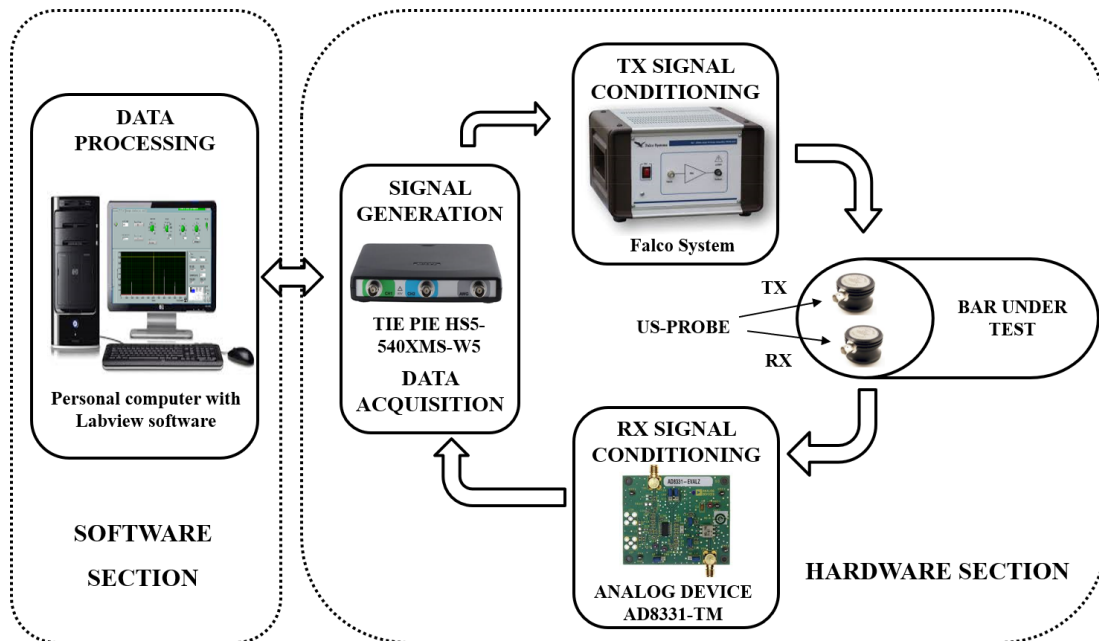


Figura 6.1: Schema a blocchi della stazione di misura US-NDT realizzata

L'unità software permette la gestione dell'intera stazione di misura. Il software, sviluppato in ambiente Labview™, consente la scelta e la generazione del segnale di eccitazione, esegue il filtraggio digitale e l'elaborazione del segnale in tempo reale sui dati acquisiti, nonché altre elaborazioni necessarie per ottenere i risultati di misurazione desiderati, permettendo inoltre di memorizzare i segnali acquisiti per un'ulteriore post elaborazione.

L'interfaccia utente grafica di Labview™, Fig.6.2, viene utilizzata per scegliere le caratteristiche del segnale di eccitazione (tipo, ampiezza, frequenza e numero di punti generati) sfruttando la libreria del segnale di eccitazione memorizzata nel software, ed i parametri di acquisizione (frequenza di campionamento e numero di punti acquisiti).

Inoltre, il software consente di regolare la sezione di acquisizione impostando intervalli di tensione a due canali e fattori di scala per un'utile elaborazione dei risultati, permettendo di visualizzare in tempo reale i segnali presenti sul canale di generazione e di acquisizione.

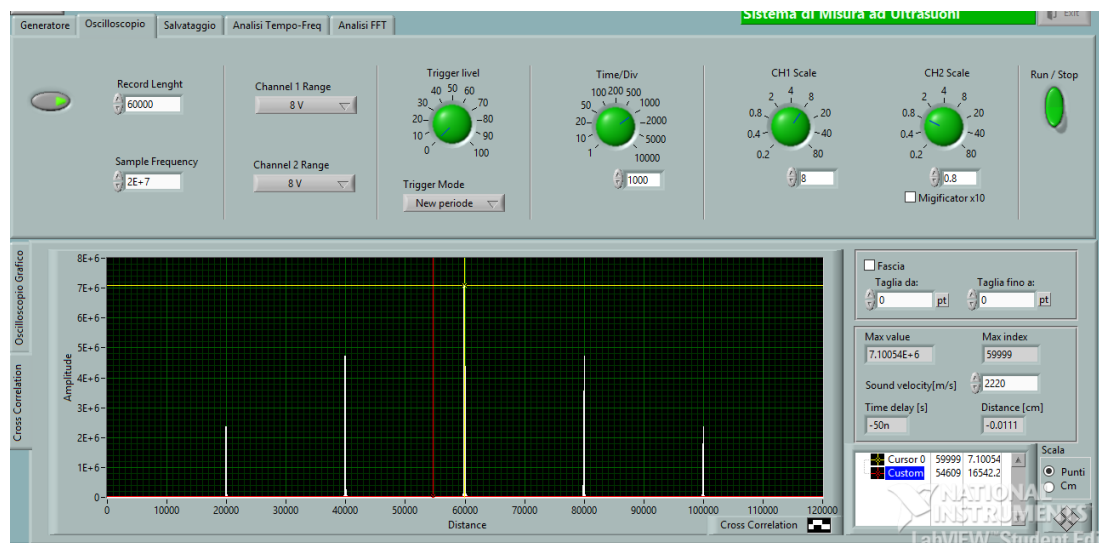


Figura 6.2: Interfaccia grafica del software realizzato per l'esecuzione dei US-NDT

### 6.2.1 I segnali di eccitazione

Come evidenziato nel §6.1.1, molta attenzione è stata dedicata alle diverse strategie di eccitazione nel contesto dei UT-NDT. Al fine di ottenere le migliori prestazioni diagnostiche in termini di misurazioni di spessore, rilevazione e localizzazione dei difetti, è necessario indagare attentamente alcuni aspetti fondamentali che caratterizzano i segnali di eccitazione, come la durata e la tipologia del segnale di eccitazione.

Per quanto riguarda la durata, è necessario considerare la possibile sovrapposizione del segnale di eccitazione con quello ricevuto dalle sonde. In questo caso, il segnale generato può mascherare il segnale riflesso da qualsiasi difetto e inibirne il rilievo.

D'altra parte, il segnale di eccitazione non può essere troppo breve, poiché la sua energia potrebbe non essere sufficiente a generare riflessioni. Nella maggior parte dei US-NDT, è necessario conoscere le dimensioni geometriche dell'oggetto in prova e la velocità di propagazione dei segnali US all'interno del materiale. Considerando questi parametri, la durata del segnale di eccitazione può essere sintonizzata in modo affidabile. Tuttavia, non è possibile impedire che il segnale di eccitazione possa mascherare il segnale di eco relativo a difetti situati molto vicino alla sonda ricevente. Ciò determina l'esistenza di una "zona morta" in cui non è possibile rilevare difetti. Questo aspetto deve essere preso in considerazione nello sviluppo della procedura di diagnosi.

Una volta definita la durata del segnale, un altro aspetto da considerare è il tipo di segnale di eccitazione. In particolare, si dovrebbe scegliere di massimizzare l'energia

rilasciata nell'oggetto in prova al fine di ottenere informazioni di misurazione ottimali dagli echi ricevuti. A tal fine, sono stati proposti diversi nuovi tipi di segnali, come segnali sagomati, serie di segnali sinusoidali, segnali chirp, segnali multifrequenza, segnali pseudocasuali e così via, oltre ai tradizionali impulsi negativi, [34]-[36] [74]-[76].

Ognuna di queste strategie di eccitazione, presenta vantaggi e svantaggi in termini di capacità di rilevazione, capacità di discriminazione di due difetti vicini, complessità di implementazione, affidabilità della localizzazione dei difetti e accuratezza dei risultati. Per questi motivi non è possibile identificare a priori una tecnica migliore.

Per tali ragioni, in questo lavoro di tesi, sono state sperimentate tre diverse strategie di eccitazione, tra le più promettenti evidenziate in letteratura:

1. eccitazione con treno di impulsi;
2. eccitazione con segnali sinusoidali;
3. eccitazione con segnali chirp.

Per tutte e tre le strategie di eccitazione considerate, i segnali sono stati dimensionati considerando i parametri dei campioni testati e le caratteristiche della stazione di misurazione sviluppata. Nel dettaglio le caratteristiche dei segnali impiegati sono riportate in tabella 5:

*Tabella 5: Parametri dei segnali di eccitazione*

PARAMETRI DEI SIGNALI DI ECCITAZIONE			
segnale	Frequenza [MHz]	Durata [μs]	Ampiezza [Vpp]
Treno di impulsi	5	8	3
sinusoide	5	8	3
Chirp	3-5	8	3

La frequenza dei segnali è stata identificata tenendo conto delle caratteristiche del materiale ispezionato (per l'alluminio tipicamente si adottano frequenze di analisi nel range 0.4-5 MHz, [24]-[27]), della banda di frequenza dei trasduttori US impiegati (3-6 MHz) e dell'amplificatore, VMA-320TM Falco System, per il segnale di eccitazione (frequenza massima 5 MHz).

La durata del segnale è stata identificata tenendo conto della velocità di propagazione del segnale all'interno del materiale, (per l'alluminio equivale ad 6320 m/s, [24]-[27]), in modo che i difetti "vicini", riportati in Fig.6.6, siano sufficientemente lontani dalla "zona morta" (pari a circa 0,03 m).



Infine, l'ampiezza dei segnali è stata identificata tenendo conto delle caratteristiche di ingresso/uscita dell'amplificatore, VMA-320TM Falco System, del segnale di eccitazione, che presenta una uscita massima pari a  $\pm 150$  V, con guadagno costante a 50x.

### 6.2.2 I metodi di filtraggio e di elaborazione del segnale

L'elaborazione del segnale è un aspetto cruciale di qualsiasi test non distruttivo ad ultrasuoni, per rilevare la presenza di difetti nelle strutture investigate.

Una volta che il segnale è stato acquisito, è possibile utilizzare metodi di stima di parametri adeguati, per estrarre le caratteristiche di interesse dal segnale e rilevare la presenza di difetti. Pertanto, come già evidenziato in precedenza, l'elaborazione del segnale ultrasonico può essere suddivisa in due attività:

- filtraggio del rumore (denoising);
- elaborazione del segnale per la valutazione dei difetti.

Per quanto riguarda il denoising dei segnali, sono state considerate tre soluzioni di filtraggio digitale, che consentono una riduzione del rumore di fondo enfatizzando il contributo relativo al segnale utile. In dettaglio sono stati implementati i metodi basati su:

1. filtri digitali FIR: assicurano facili implementazioni ma introducono alcuni ritardi nei segnali filtrati che possono influenzare la localizzazione dei difetti o la misura dello spessore. Inoltre, per migliorare la sensibilità del filtro, sono richiesti filtri di ordine elevato, ma ciò può causare instabilità nella risposta del filtro e ritardi variabili per le diverse frequenze del segnale, [94]-[97];

2. filtri basati sul dominio trasformato Wavelet Denoising: si riferiscono alla rappresentazione di un segnale mediante l'uso di una forma d'onda oscillante di lunghezza finita o a decadimento rapido, nota come wavelet madre, [86]-[88] [133]-[135]. Questa forma d'onda è scalata e traslata per adattarsi al segnale in ingresso. La trasformata wavelet è spesso paragonata alla trasformata di Fourier, dove i segnali sono rappresentati come somma di armoniche. La differenza principale è che le wavelet sono localizzate sia nel tempo sia nella frequenza mentre la trasformata di Fourier standard è localizzata solo in frequenza. Inoltre, le wavelet offrono una migliore rappresentazione del segnale grazie all'uso dell'analisi multi-risoluzione e presenta una complessità computazionale ridotta; necessitano però, di una accurata messa a punto nella scelta della funzione di base, della scala e della soglia da utilizzare.

Per quanto riguarda l'elaborazione del segnale, poiché non è possibile identificare a priori la tecnica migliore, ma bisogna considerare l'applicazione finale a cui è rivolta per ottimizzare le prestazioni desiderate, sono state sviluppate ed implementate due diverse tecniche, tra quelle più promettenti proposte in letteratura, per l'elaborazione del segnale: la correlazione incrociata ed il matched filter con convoluzione di inviluppo mediante la trasformata di Hilbert.

La correlazione incrociata, detta anche correlazione mutua o cross-correlation, Fig.6.3, rappresenta la misura di similitudine di due segnali come funzione di uno spostamento o traslazione temporale applicata ad uno di essi. Considerando la Fig.6.3 a), per i due segnali  $S1(t)$  e  $S2(t)$ , che differiscono solamente per uno spostamento sull'asse temporale ( $t$ ), si può calcolare la correlazione incrociata per mostrare di quanto  $S2(t)$  deve essere anticipato per renderlo identico a  $S1(t)$ . La formula essenzialmente anticipa il segnale  $S2(t)$  lungo l'asse temporale ( $t$ ), calcolando l'integrale del prodotto per ogni possibile valore dello spostamento. Quando i due segnali coincidono, il valore di  $S3(t)$  è massimizzato, poiché quando le forme d'onda sono allineate, esse contribuiscono solo positivamente al computo dell'area, [97]-[98] [120] [143].

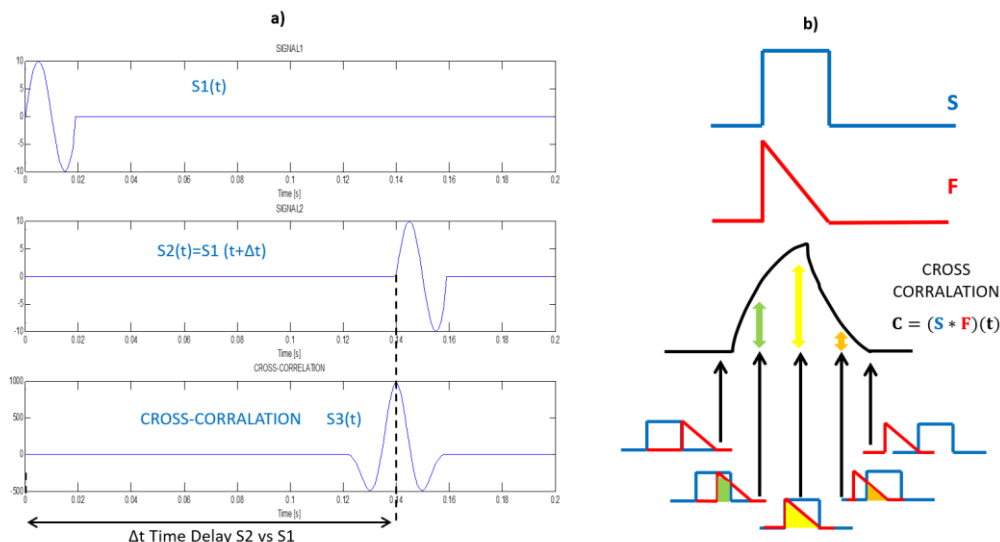


Figura 6.3: Esempio di elaborazione del segnale con il metodo della correlazione incrociata

Il matched filter (o filtro adattato) invece, Fig.6.4, è ottenuto correlando un segnale noto con un segnale incognito per rivelare la presenza di un marcatore all'interno del segnale incognito.

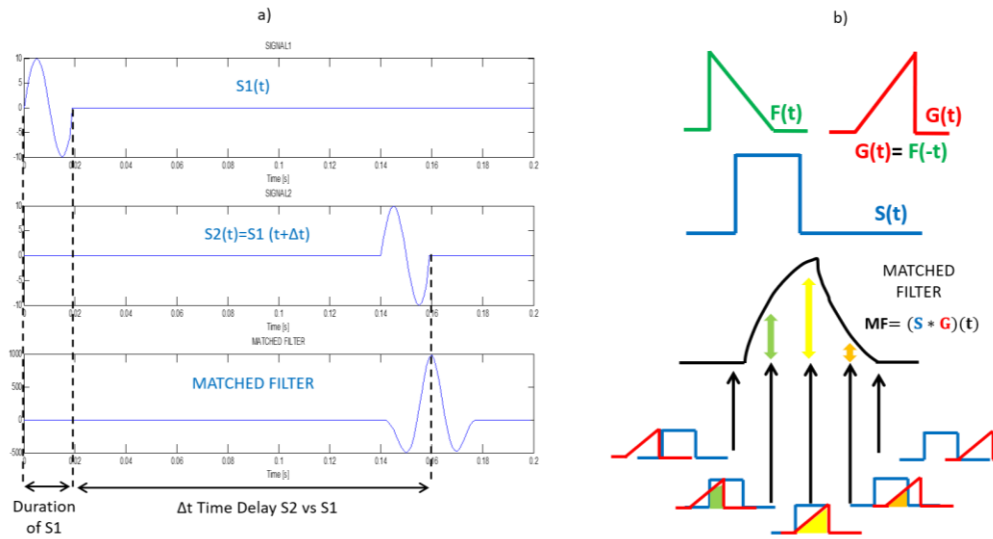


Figura 6.4: Esempio elaborazione del segnale con il metodo del matched filter

Ciò è equivalente ad effettuare l'operazione di convoluzione tra il segnale incognito ed una versione tempo-invertita del segnale noto.

Con riferimento alla Fig.6.4 a), dove  $S_1(t)$  è un segnale di forma e di ampiezza ( $A$ ) nota, e  $S_2(t)$  è il segnale da analizzare che presenta un ritardo temporale  $t_0$ , rispetto a  $S_1(t)$ . L'operazione del matched filter esegue l'integrale temporale, in  $dt$ , del prodotto del prodotto di convoluzione (\*) tra  $S_2(t+\tau)*S_1(t)$ , oppure, che è equivalente, di  $S_2(t)*S_1(t-\tau)$ . Questa operazione darà luogo a un picco di risposta, proporzionale ad  $A$  (trascurando il contributo del rumore), per  $\tau=-t_0$ .

Il filtro adattato inoltre, è il filtro lineare ottimo per la massimizzazione del rapporto segnale/rumore (SNR) in presenza di rumore stocastico additivo. I filtri adattati sono comunemente usati per applicazioni, in cui un segnale conosciuto viene trasmesso, ed il segnale riflesso è esaminato per la ricerca di elementi comuni con il segnale trasmesso, [100] [101] [120] [125] [145].

La trasformata di Hilbert è sensibile alla lunghezza del segnale ultrasonico, dove la localizzazione della posizione delle interfacce di discontinuità è tanto migliore quando la lunghezza del segnale è relativamente breve (inferiore alla distanza tra due interfacce successive), e consente il rilevamento della localizzazione delle interfacce incontrate mediante l'involuppo segnale, [97] [136] [137] [138] [145].

### 6.3 Le figure di merito considerate

Per valutare le prestazioni dei metodi sviluppati, in termini di capacità di rilevamento del difetto, è stata definita e stimata come figura di merito il rapporto segnale rumore tra l'ampiezza dell'eco ricevuto ed il valor medio del rumore di fondo, Fig.6.5:

$$SNR = 20 \log_{10} \left( \frac{V_{echo}}{V_{noise}} \right)$$

Dove:

- $V_{echo}$  è l'ampiezza di tensione dell'eco di riflessione, correlata alternativamente al difetto o alla parete posteriore del campione investigato;
- $V_{noise}$  è l'ampiezza media di tensione del rumore.

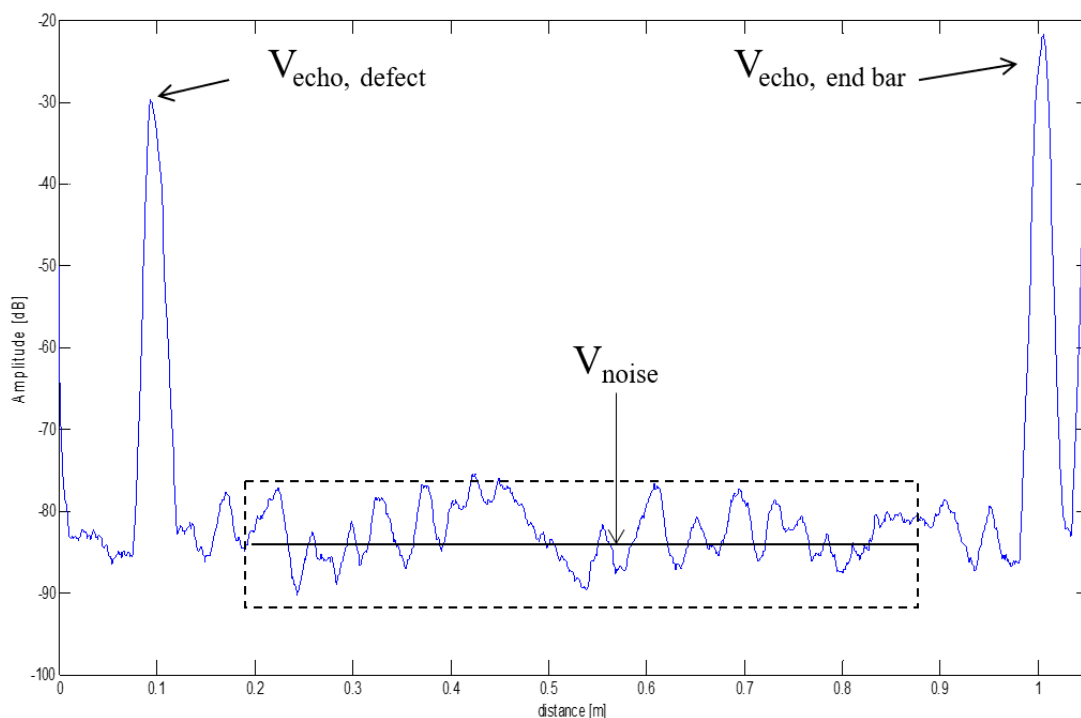


Figura 6.5: Interpretazione grafica della figura di merito rapporto segnale rumore (SNR)

Maggiore è il valore del SNR, migliore è il rilevamento del segnale rispetto al rumore di fondo. Poiché tipicamente, la terminazione del campione presenta una superficie di discontinuità maggiore rispetto a quella offerta dal difetto, provocando il massimo eco di riflessione del segnale US, per fornire un riferimento agli SNR ottenuti

per i difetti nel campione, sono stati stimati anche gli SNR ottenuti dagli echi della terminazione, per lo stesso campione.

Inoltre, per analizzare l'accuratezza nella fase di localizzazione del difetto, per l'eccitazione, il denoising ed i metodi di elaborazione considerati, è stata definita e stimata come figura di merito anche l'errore percentuale ( $e\%$ ):

$$e\% = \left| \frac{d_m - d_n}{d_n} \right| \times 100$$

dove:

- $d_m$  è la distanza del difetto, o dell'estremità del campione, rispetto alla posizione della sonda stimata con analisi US;
- $d_n$  è la distanza nominale dello stesso parametro.

## 6.4 Sperimentazione dei metodi

Per la sperimentazione dei metodi sono state considerate delle barre di alluminio sulle quali sono presenti difetti noti. La figura 6.6 e la Tabella 6 riassumono le caratteristiche geometriche delle barre di alluminio adottate e dei difetti considerati.

Con riferimento alla Fig.6.6, l'iniezione e il rilevamento dei segnali US vengono eseguiti collocando le sonde US sulla superficie sinistra del campione in esame, sempre nella stessa posizione.

Per quanto riguarda le caratteristiche dei difetti:

- il difetto di tipo crack, specimen 1 di Fig.6.6 a), è stato realizzato con un taglio che occupa circa 1/3 dell'intera sezione trasversale della barra;
- il difetto di tipo corrosione, specimen 2 di Fig.6.6 b), è stato realizzato riducendo la sezione della barra con una fresatura progressiva sull'intera sezione trasversale della stessa con una profondità massima del trenta per cento della sezione trasversale della barra;
- la terza barra, specimen 3 di Fig.6.6 c), è stata realizzata con entrambi i tipi di difetti situati, in due diverse posizioni, con le stesse caratteristiche geometriche relative a quelle presenti sui campioni specimen 1 e specimen 2.

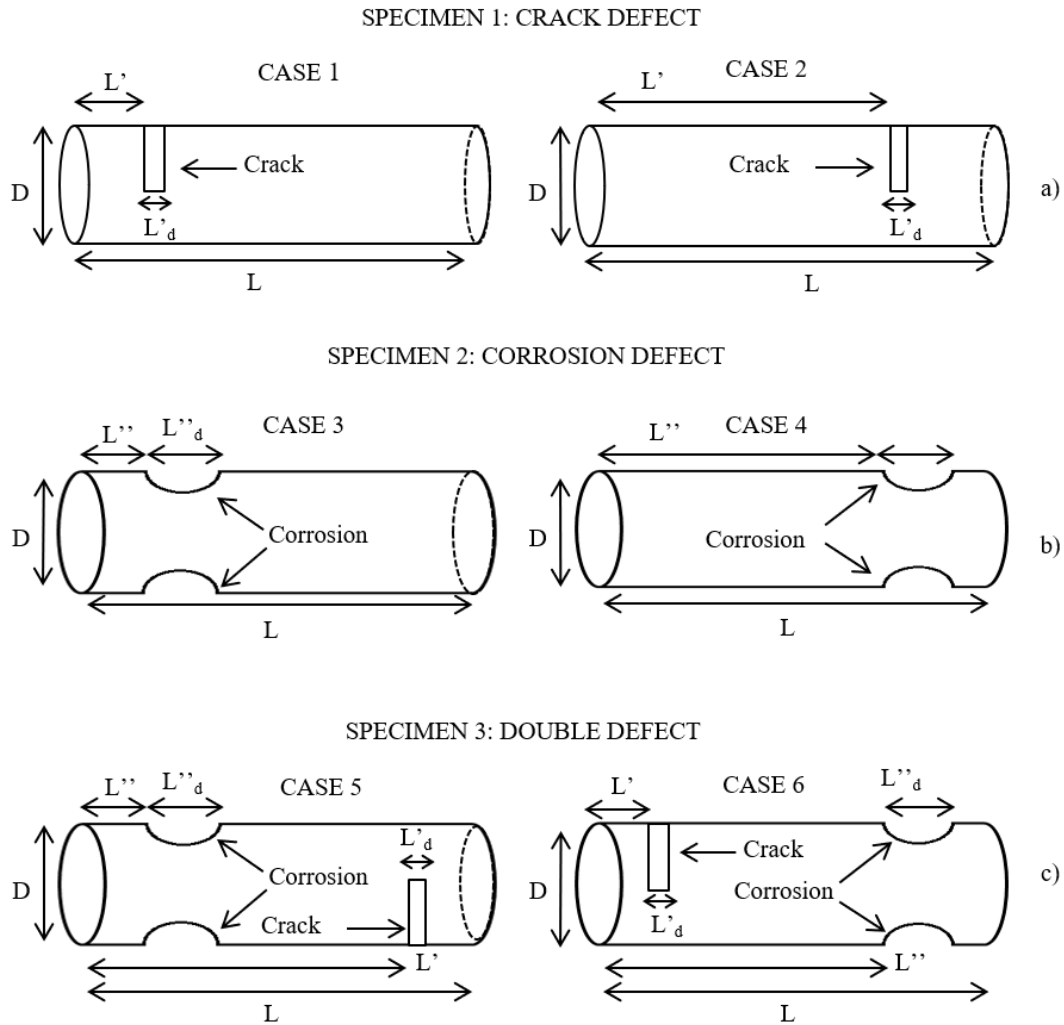


Figura 6.6: Caratteristiche geometriche dei campioni con difetti di tipo cricca (a), corrosione (b) e con entrambi i difetti (c).

Sono stati analizzati quindi, sei casi studio con i difetti situati in posizioni differenti (vicini e lontani) rispetto alla superficie di indagine utilizzata per la collocazione delle sonde US. I casi da n.1 a n.4 di tabella 6 considerano un difetto alla volta. I casi n.5 e n.6 presentano contemporaneamente i due difetti, il primo situato molto vicino alla posizione della sonda US e il secondo situato vicino alla parete posteriore del campione.

Tabella 6: Parametri dei campioni. Le distanze sono valutate rispetto alla posizione della sonda US sul campione.

PARAMETERS OF THE SPECIMENS							
Case	Specimen	Bar Length	Bar Diameter	Defect Distance		Defect Thickness	
		L [m]	D [m]	L'[m]	L''[m]	L <sub>d</sub> ' [m]	L <sub>d</sub> '' [m]
1	1	1,00	0,06	0,12	-	0,002	-
2	1	1,00	0,06	0,88	-	0,002	-
3	2	1,00	0,06	-	0,10	-	0,03
4	2	1,00	0,06	-	0,90	-	0,03
5	3	1,00	0,06	0,15	0,62	0,002	0,03
6	3	1,00	0,06	0,38	0,75	0,002	0,03

#### 6.4.1 Analisi dei risultati sul caso di studio n.1

Un confronto qualitativo, tra le diverse strategie di eccitazione, denoising ed elaborazione dei segnali considerati, viene eseguito, analizzando inizialmente il caso n.1 di Fig.6.6, ossia una barra di alluminio di lunghezza 1 m, con una cricca che occupa il 30% della sua sezione trasversale, situata a 12 cm dalla superficie di analisi.

Le figure 6.7, 6.8 e 6.9, mostrano i risultati qualitativi ottenuti, nel dominio del tempo, con le diverse strategie di eccitazione adottate, segnale chirp, segnale sinusoidale e treno di impulsi. Come riportato nella tabella 5, è stata adottata una frequenza di eccitazione che varia da 3 a 5 MHz per il segnale chirp e di 5 MHz per il segnale sinusoidale ed il segnale a treno di impulsi.

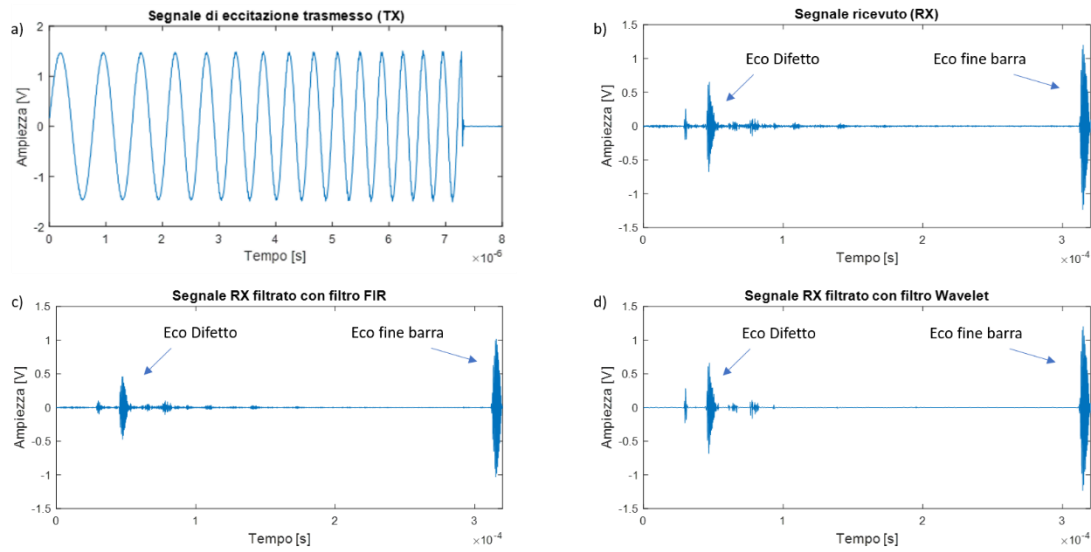


Figura 6.7: Segnale US con eccitazione chirp per il caso n.1: a) segnale di eccitazione chirp, b) segnale ricevuto senza denoising, c) segnale ricevuto con denoising FIR e d) segnale ricevuto con denoising wavelet

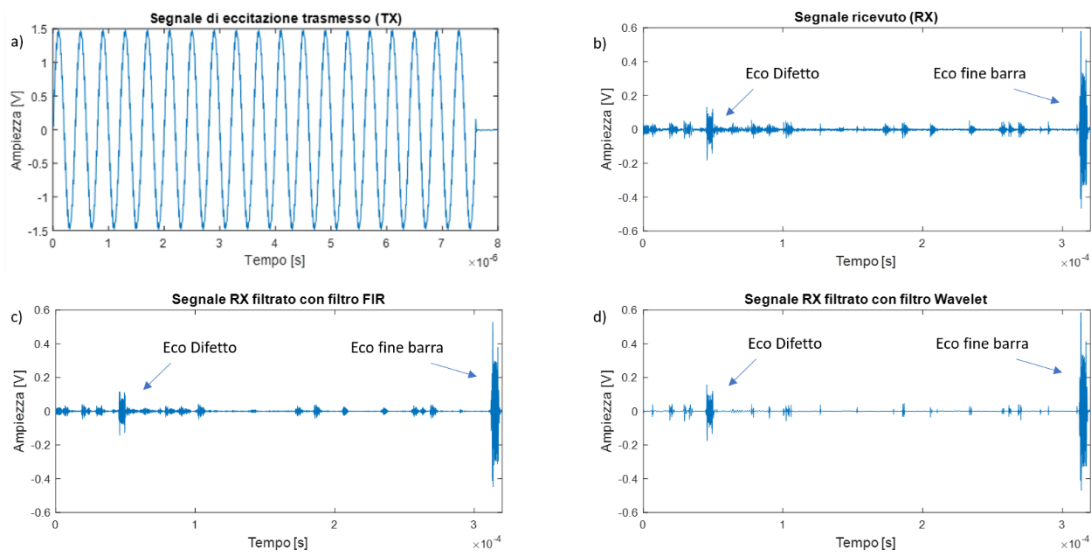


Figura 6.8: Segnale US con eccitazione sinusoidale per il caso n.1: a) segnale di eccitazione sinusoidale, b) segnale ricevuto senza denoising, c) segnale ricevuto con denoising FIR e d) segnale ricevuto con denoising wavelet



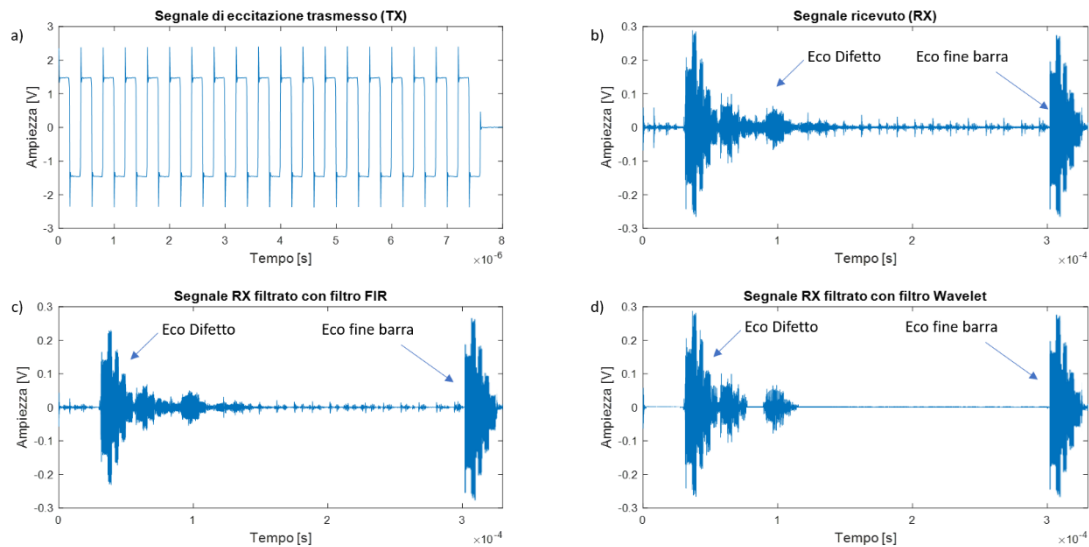


Figura 6.9: Segnale US con eccitazione impulsiva per il caso n.1: a) segnale di eccitazione treno di impulsi, b) segnale ricevuto senza denoising, c) segnale ricevuto con denoising FIR e d) segnale ricevuto con denoising wavelet

Nel dettaglio, la Fig.6.7 a), la Fig.6.8 a) e la Fig.6.9 a), mostrano l'andamento del segnale di eccitazione prima che venga amplificato dal sistema Falco System. Le figure 6.7 b), 6.8 b) e 6.9 b), mostrano l'andamento nel tempo del segnale di eco ricevuto. Le figure 6.7 c), 6.8 c) e 6.9 c), mostrano il segnale di ricezione dopo il denoising con filtro FIR e le Fig. 6.7 d), 6.8 d) e 6.9 d), mostrano il segnale di ricezione dopo il denoising con filtro wavelet.

Si può osservare come, la presenza dell'eco del difetto e dell'eco del fine barra siano già perfettamente evidenziate nel segnale ricevuto per tutti e tre i segnali di eccitazione impiegati, Fig.6.7 b), Fig.6.8 b) e Fig.6.9 b). In queste situazioni, si osserva anche la presenza di echi di riflessione indesiderati, dovuti ai diversi percorsi del segnale ultrasonico nel provino, e del rumore di fondo, anche se abbastanza contenuto. L'effetto del denoising permette di eliminare gran parte di questa componente di rumore, migliorando ulteriormente la qualità del segnale. In particolare, si osserva come il denosing con filtro wavelet, Fig.6.7 d), Fig.6.8 d) e Fig.6.9 d), rispetto al denoising con filtro FIR, Fig.6.7 c), Fig.6.8 c) e Fig.6.9 c), permette di eliminare quasi completamente le componenti di rumore.

Le figure 6.10, 6.11 e 6.12, mostrano i risultati ottenuti dalle elaborazioni di correlazione e matched filter con convoluzione di inviluppo, a valle del denoising, per lo stesso caso di studio e per i diversi segnali di eccitazione considerati.

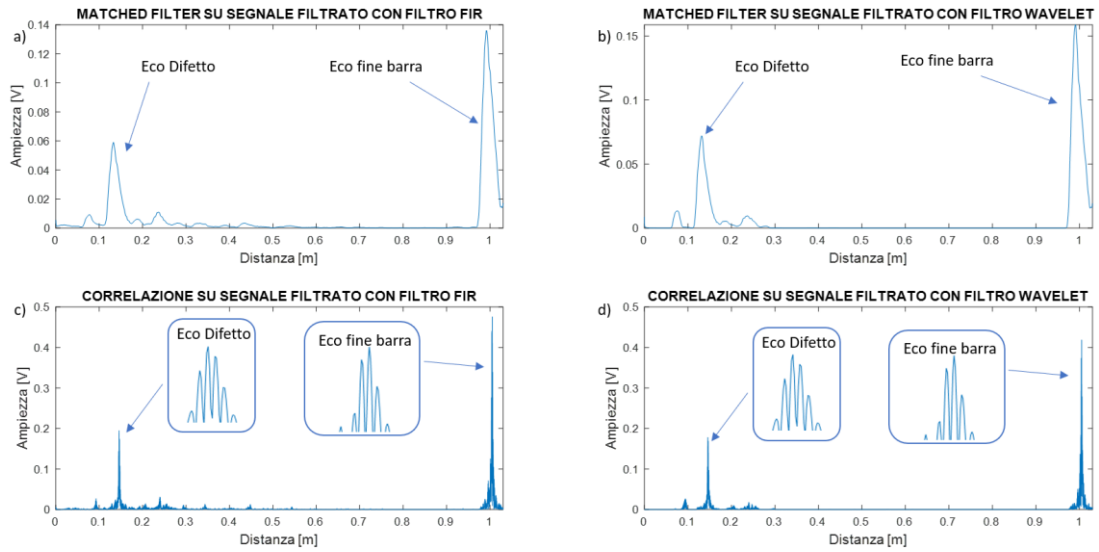


Figura 6.10: Segnale US con eccitazione chirp post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelet e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.1

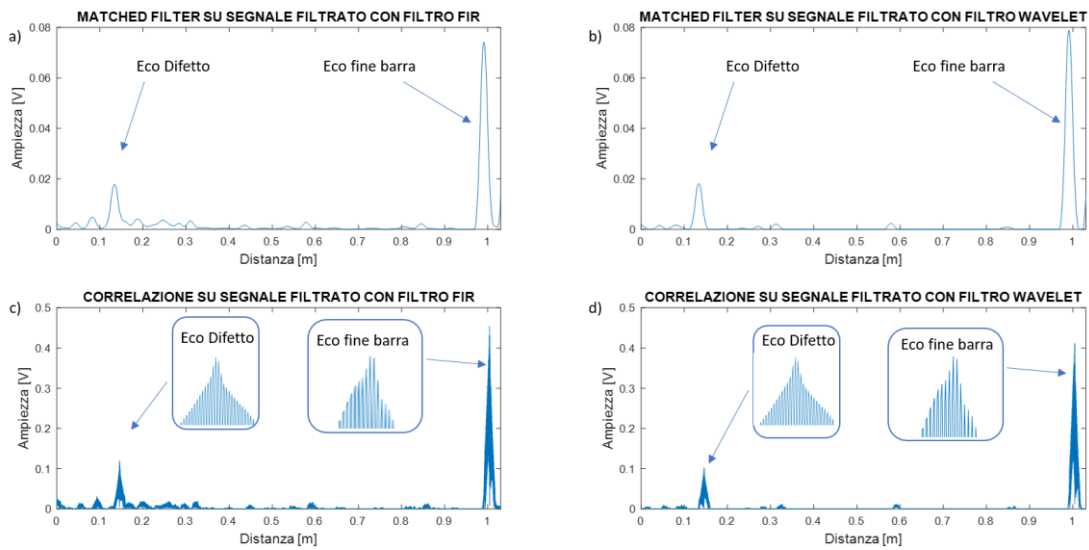


Figura 6.11: Segnale US con eccitazione sinusoidale post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelet e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.1

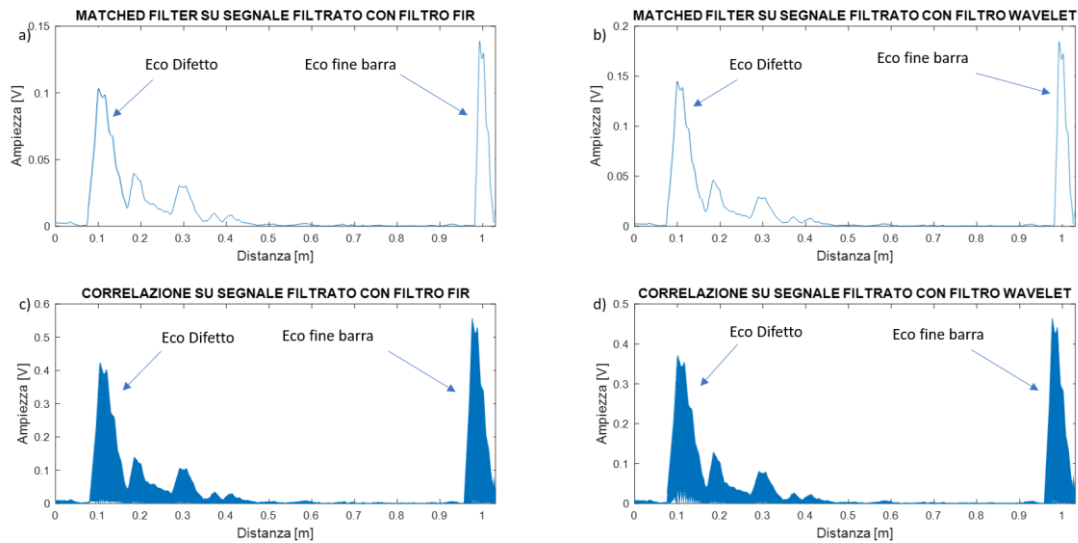


Figura 6.12: Segnale US con eccitazione impulsiva post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelet e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.1

In particolare, i casi a) e b) di Fig.6.10, Fig.6.11 e Fig.6.12, mostrano l'andamento del segnale post elaborazione ottenuto con il metodo del matched filter con convoluzione di involuppo per il segnale US a valle del denoising con filtro FIR e filtro wavelet rispettivamente; mentre i casi c) e d) delle stesse figure, mostrano l'andamento del segnale post elaborazione ottenuto con il metodo della correlazione a valle della stessa sequenza di denoising, in funzione della distanza percorsa da segnale US.

Analizzando le immagini è possibile fare alcune considerazioni:

- entrambi i metodi di elaborazione, per tutti i segnali di eccitazione ed i metodi di denoising considerati, evidenziano sia la presenza che la posizione del difetto e del fine barra;
- il metodo di elaborazione matched filter con convoluzione di involuppo, per entrambi i metodi di denoising e per tutti i segnali di eccitazione considerati, consente di ottenere un segnale post elaborazione meno rumoroso e più selettivo nell'individuazione della posizione del difetto e del fine barra;
- il metodo di elaborazione con correlazione, per entrambi i metodi di denoising e per tutti i segnali di eccitazione considerati, presenta una rumorosità maggiore dei marcatori (eco) del difetto e del fine barra dove sono presenti lobi secondari che possono mascherare il lobo principale, aumentando la difficoltà di individuare correttamente la posizione del

difetto e del fine barra, come evidenziato in Fig.6.10 c), Fig.6.10 d), Fig.6.11 c) e Fig.6.11 d);

- l'impiego dei segnali di eccitazione chirp e sinusoidali consente di avere un marcatore relativo al difetto o al fine barra molto stretto e pronunciato ed un abbattimento dei marcatori secondari, dovuti a riflessioni multiple del segnale US, Fig.6.10 e Fig.6.11, rispetto all'impiego di segnali di eccitazione impulsivi, Fig.6.12, dove invece si evidenziano dei marcatori più pronunciati e la presenza i marcatori secondari dovuti a riflessioni multiple del segnale US. Questo aspetto permette di ottenere una maggiore selettività nell'individuazione della posizione del difetto e del fine barra.
- Infine, il denoising con filtro wavelet permette di avere un rumore di fondo più contenuto, nel segnale elaborato, rispetto al denoising con filtro FIR, per tutti i casi analizzati.

Al fine di eseguire un confronto della capacità di rilevamento dei metodi sperimentati, viene proposta una analisi delle figure di merito introdotte, ossia il rapporto segnale rumore e l'errore percentuale, per il caso n.1 e per il caso n.2, di Fig.6.6.

Entrambi i casi di analisi si riferiscono ad una barra di alluminio di lunghezza 1 m, con la stessa tipologia di difetto, ossia una cricca che occupa il 30% della sua sezione trasversale, situata a 12 cm dalla superficie di analisi per il caso 1, ed a 88 cm dalla superficie di analisi per il caso 2.

Per ciascun segnale di eccitazione impiegato, il valore del SNR, relativo al difetto e al fine barra, ottenuti mediante i diversi metodi di denoising e di elaborazione dei dati considerati, vengono mostrati in Fig.6.13 e Fig.6.14, per il caso n.1, ed in Fig.6.15 e Fig.6.16, per il caso n.2.

Queste figure riportano anche una linea di soglia al valore di 3dB che rappresenta convenzionalmente il valore di SNR minimo che è significativamente più alto del rumore.

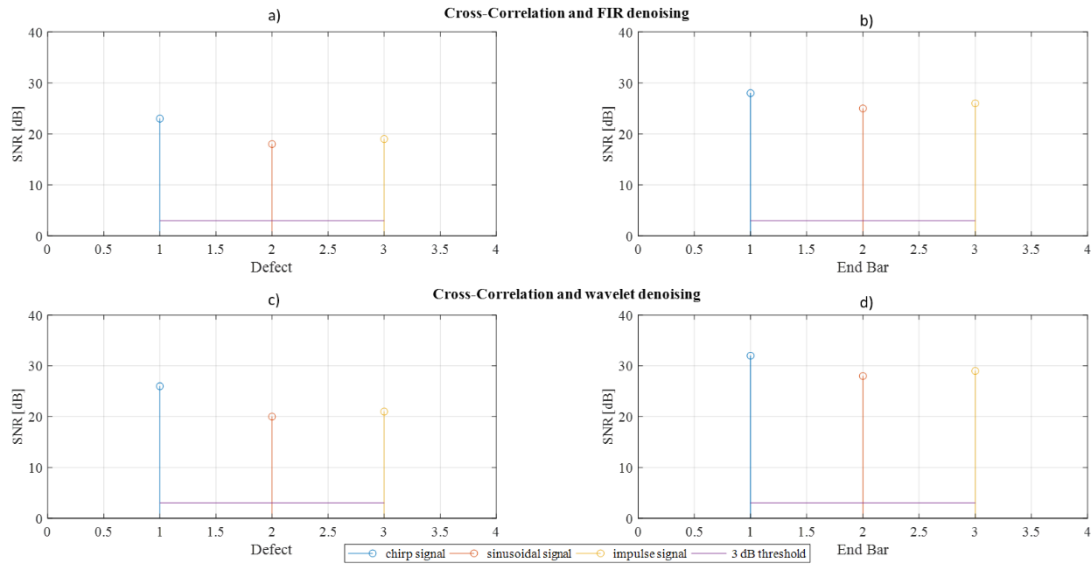


Figura 6.13: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati per il caso n.1

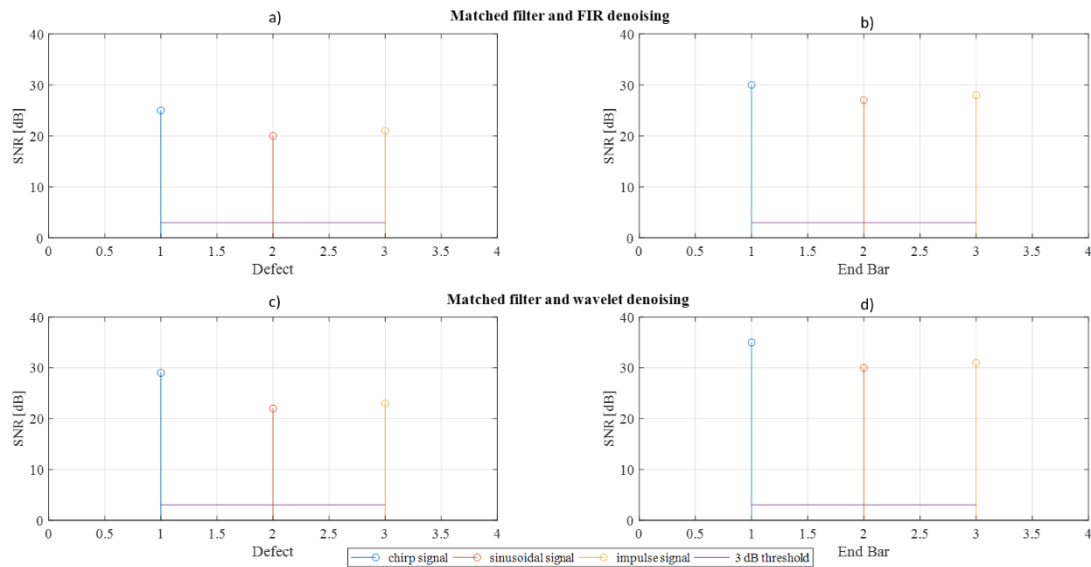


Figura 6.14: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.1

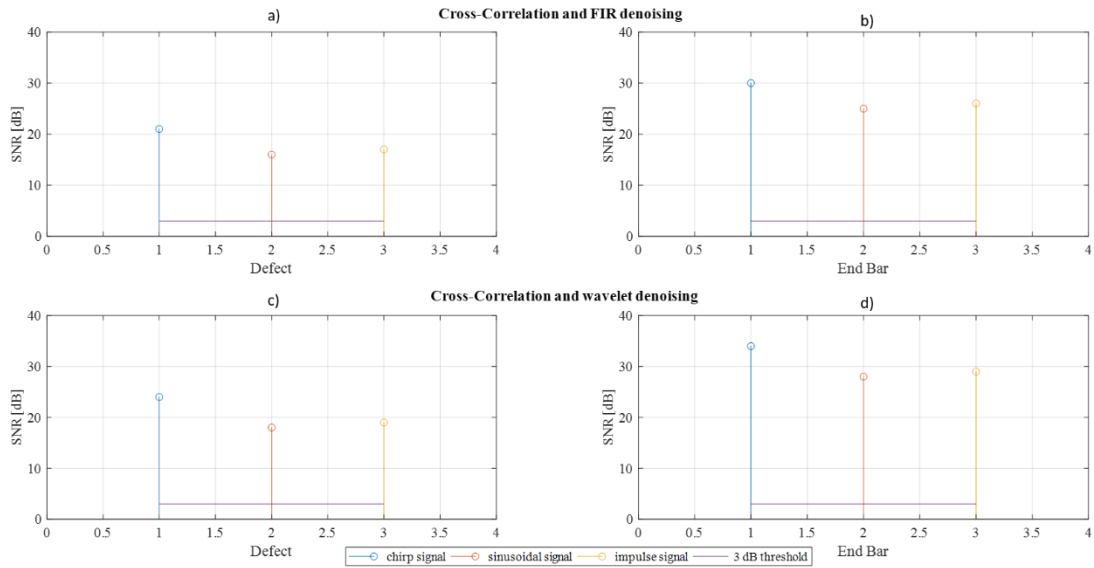


Figura 6.15: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati per il caso n.2

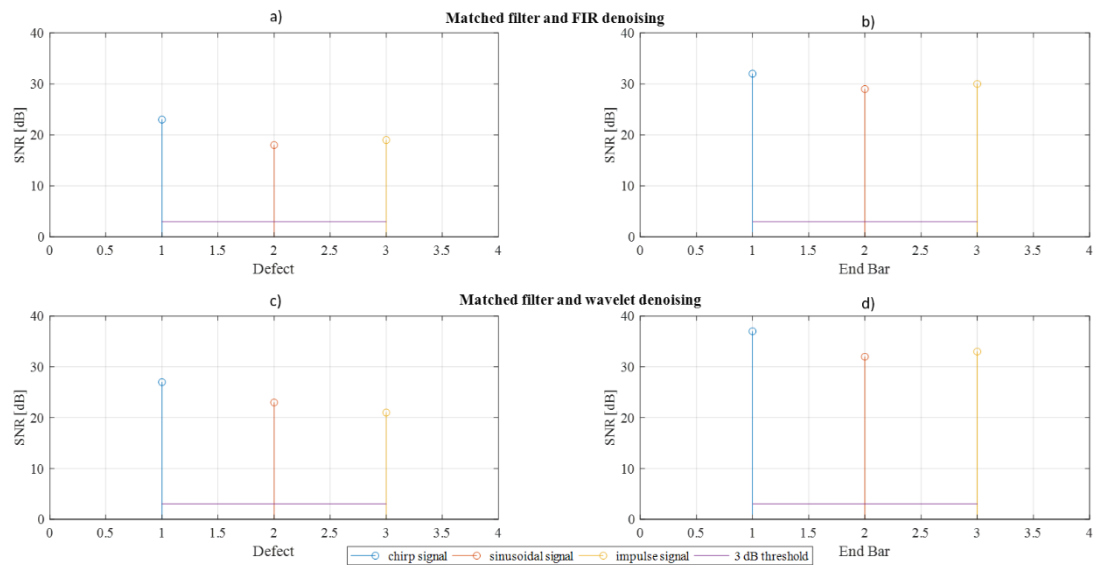


Figura 6.16: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.2

Analizzando i valori di SNR ottenuti, è possibile fare alcune considerazioni:

- tutti i valori di SNR per tutte le combinazioni di segnali di eccitazione, denoising ed elaborazione dati considerati, siano sempre maggiori del valore

di soglia di 3 dB, sia per il difetto che per la terminazione della barra, il che evidenzia come vengano sempre rilevati;

- i valori di SNR, relativi al fine barra, casi b) e d) delle Fig.6.13, Fig.6.14, Fig.6.15 e Fig.6.16, risultano sempre maggiori rispetto a quelli relativi al difetto, in quanto essa offre una superficie di discontinuità maggiore rispetto a quella offerta dal difetto.
- Infine, la combinazione segnale di eccitazione chirp, denoising wavelet ed elaborazione matched filter con convoluzione di involuppo, sembra offrire prestazioni migliori in termini di SNR, con valori di circa 30 dB per il difetto e di circa 38 dB per il fine barra, rispetto alle altre combinazioni considerate, dove si sperimentano valori di SNR più contenuti.

Un ulteriore confronto viene eseguito mediante la figura di merito dell'errore percentuale ( $e\%$ ), sia per il caso n.1 che per il caso n.2 di Fig.6.6.

I valori dell'errore percentuale, relativi alla stima della posizione del difetto e del fine barra, ottenuti mediante i diversi metodi di denoising e di elaborazione dei dati, in funzione del segnale di eccitazione considerato, vengono mostrati in Fig.6.17 e Fig.6.18, per il caso n.1, ed in Fig.6.19 e Fig.6.20, per il caso n.2.

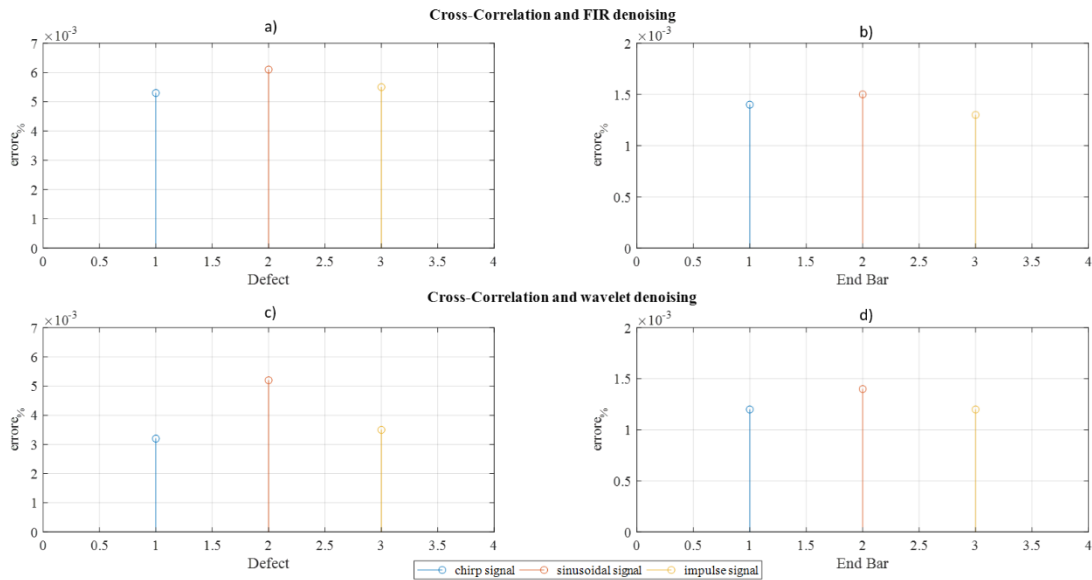


Figura 6.17: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.1

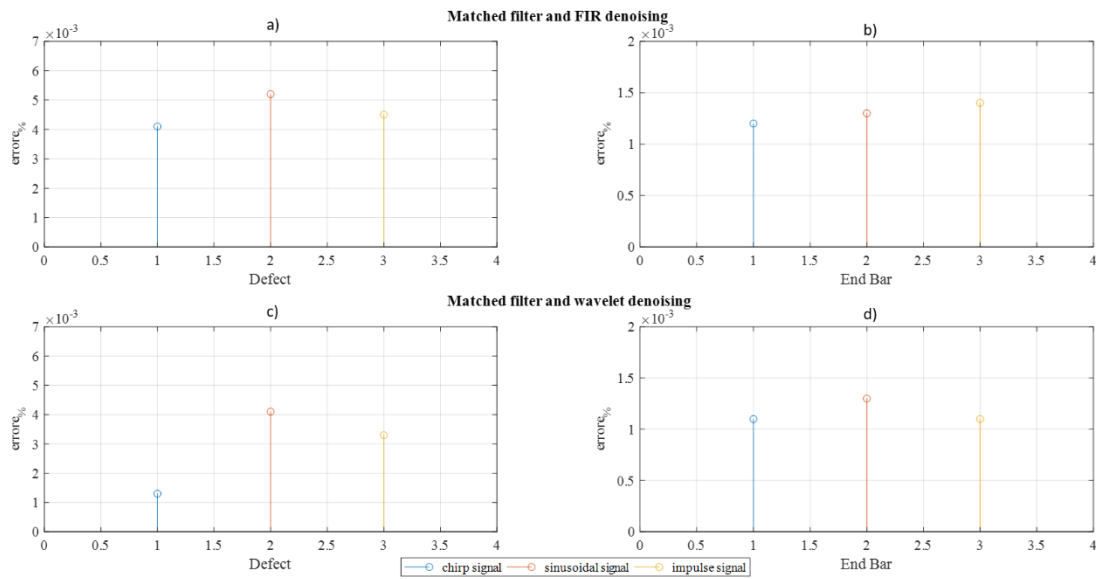


Figura 6.18: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.1

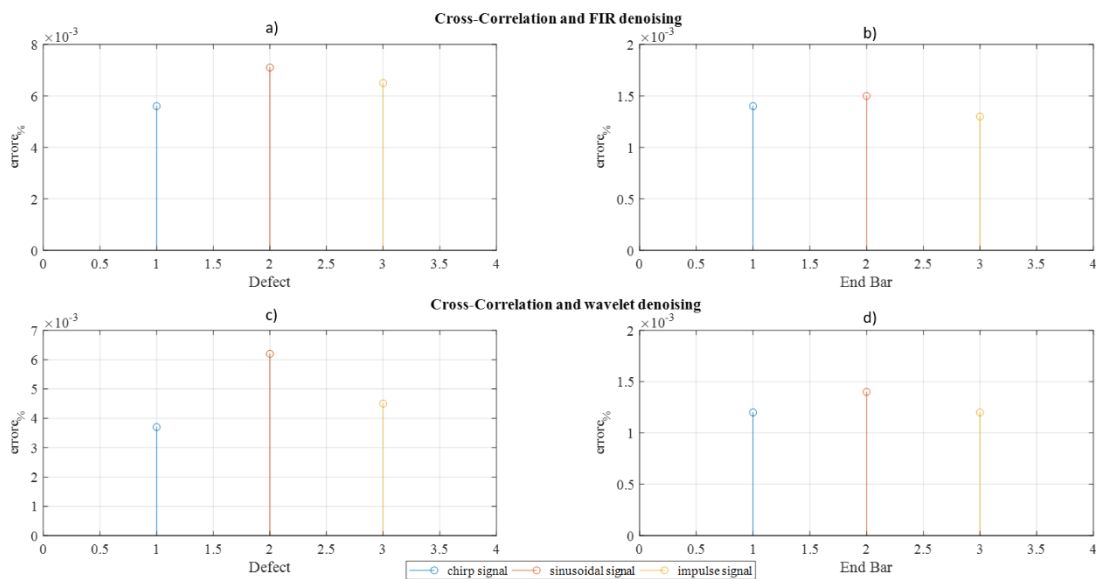


Figura 6.19: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.2



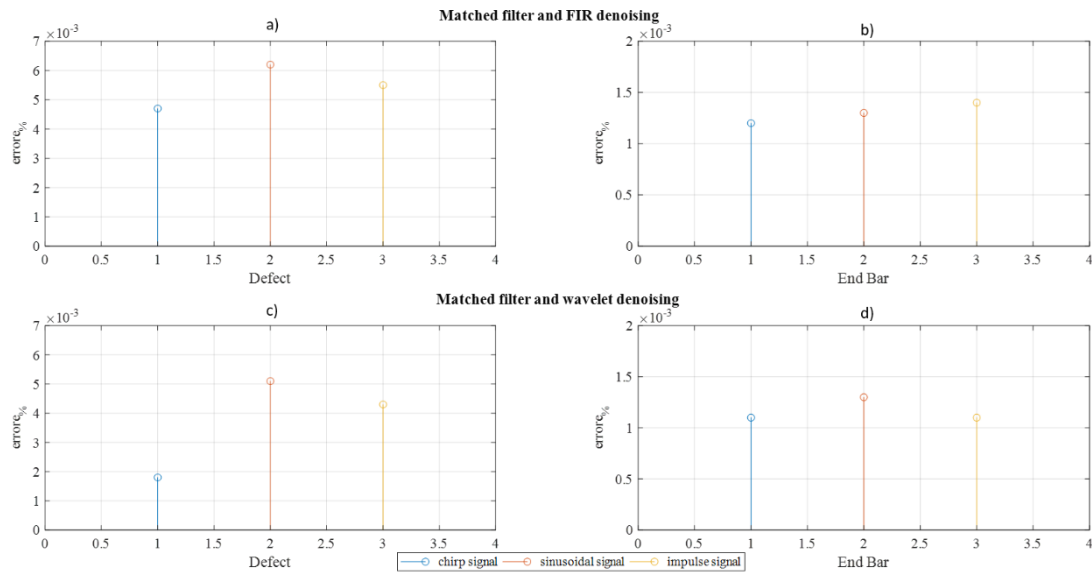


Figura 6.20: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.2

Analizzando gli errori percentuali, è possibile fare alcune considerazioni:

- tutti i valori dell'errore percentuale, per tutte le combinazioni di segnali di eccitazione, denoising ed elaborazione dati considerati, siano sempre inferiore allo 0.7% per il difetto, casi a) e c) di Fig.6.17, Fig.6.18, Fig.6.19 e Fig.6.20, ed inferiori allo 0.15% per la terminazione della barra, casi b) e d) delle stesse figure;
- infine, anche per la figura di merito dell'errore percentuale, la combinazione segnale di eccitazione chirp, denoising wavelet ed elaborazione matched filter con convoluzione di inviluppo, sembra offrire prestazioni migliori in termini di localizzazione della posizione del difetto (0.15%) e del fine barra (0.12%).

#### 6.4.2 Analisi dei risultati sul caso di studio n.2

Analogamente a quanto riportato nel precedente paragrafo, un confronto tra le diverse strategie di eccitazione, denoising ed elaborazione dei segnali considerati, viene eseguito inizialmente, analizzando il caso n.4 di Fig.6.6, ossia una barra di alluminio di lunghezza 1 m, con una restrizione con profondità massima del 30% rispetto alla sezione trasversale della barra, situata a 90 cm dalla superficie di analisi.

Le figure 6.21, 6.22 e 6.23, mostrano i risultati ottenuti dalle elaborazioni di correlazione e matched filter con convoluzione di involuppo, a valle del denoising, per i diversi segnali di eccitazione considerati.

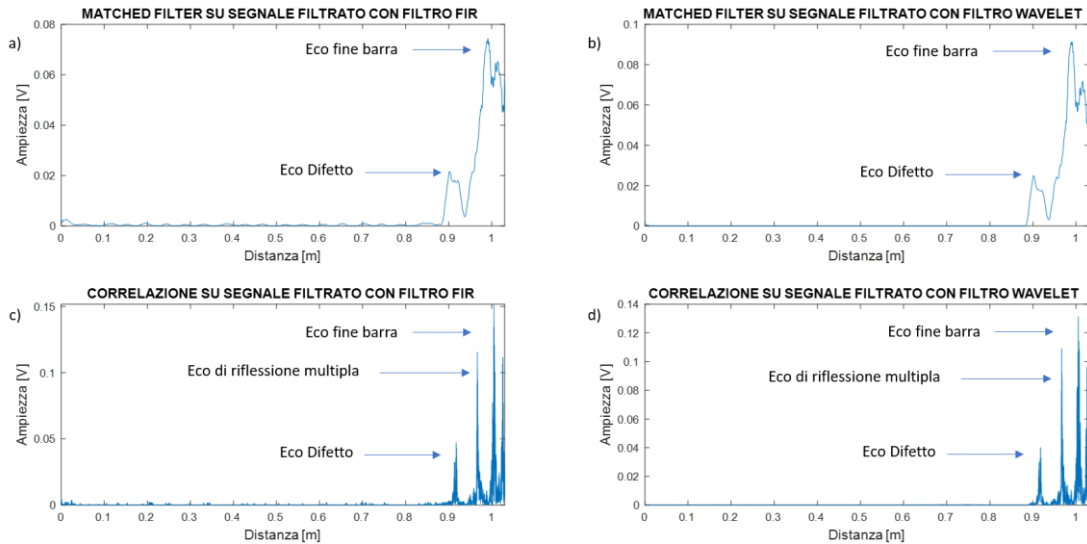


Figura 6.21: Segnale US con eccitazione chirp post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelet e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.4

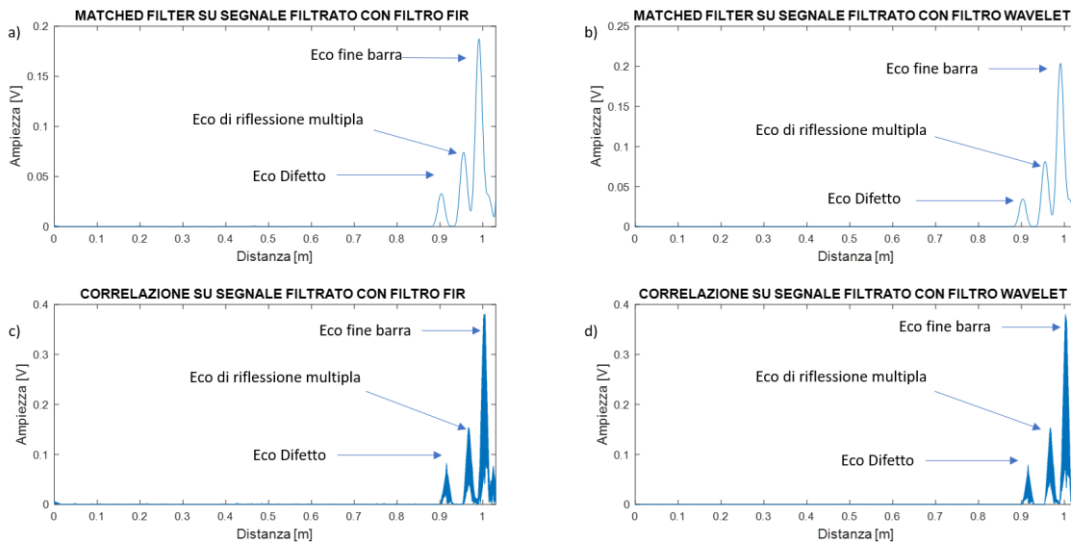


Figura 6.22: Segnale US con eccitazione sinusoidale post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelet e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.4

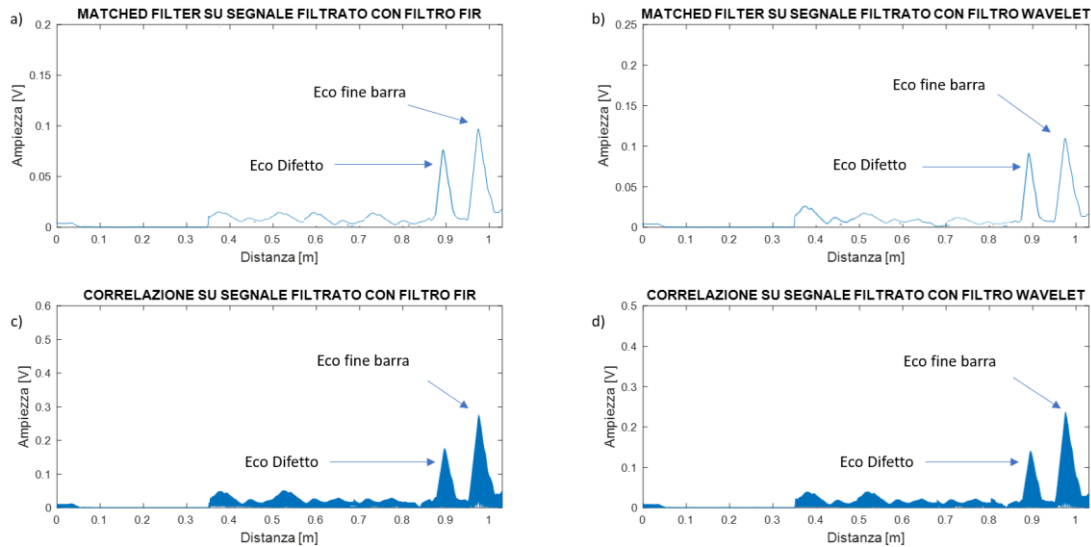


Figura 6.23: Segnale US con eccitazione impulsiva post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelet e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.4

In particolare, i casi a) e b) di Fig.6.21, Fig.6.22 e Fig.6.23, mostrano l'andamento del segnale post elaborazione ottenuto con il metodo del matched filter con convoluzione di involuppo, per il segnale US a valle del denoising con filtro FIR e wavelet rispettivamente, mentre i casi c) e d) delle stesse figure, mostrano l'andamento del segnale post elaborazione ottenuto con il metodo della correlazione a valle della stessa sequenza di denoising, in funzione della distanza.

Analizzando le immagini è possibile fare alcune considerazioni:

- L'eccitazione con segnale sinusoidale, per entrambi i metodi elaborazione e di denoising considerati, Fig.6.22, oltre all'eco del difetto e del fine barra, presenta un ulteriore eco, dovuto a riflessioni multiple attribuibili alla morfologia del difetto. La presenza di questo eco non è trascurabile, in quanto, può causare dei falsi allarmi all'interno dell'esame US-NDT.
- L'eccitazione con segnale chirp e treno di impulsi, per entrambi i metodi elaborazione e di denoising considerati, Fig.6.21 e Fig.6.22, evidenzia correttamente sia la presenza che la posizione del difetto e del fine barra, non presentando l'eco di riflessione multipla.
- Inoltre, la combinazione segnale chirp, elaborazione matched filter con convoluzione di involuppo, per entrambi i metodi di denoising considerati, rispetto al difetto da cricca evidenziato nel precedente paragrafo, presenta il

marcatore (eco) relativo al difetto restrittivo con una morfologia più ampia, Fig.6.21 a) e Fig.6.21 b), dovuta alla maggiore estensione del difetto. Questo aspetto risulta rilevante nella discriminazione della tipologia di difetto.

Un confronto più dettagliato della capacità di rilevamento dei metodi sperimentati, viene eseguito mediante l'analisi rapporto segnale rumore e dell'errore percentuale, per il caso n.3 e per il caso n.4 di Fig.6.6.

Entrambi i casi di analisi si riferiscono ad una barra di alluminio di lunghezza 1 m, con la stessa tipologia di difetto, ossia una restrizione con profondità massima del 30% rispetto alla sezione trasversale della barra, situata a 10 cm dalla superficie di analisi per il caso n.3, ed a 90 cm dalla superficie di analisi per il caso n.4

Per ciascun segnale di eccitazione impiegato, il valore del SNR, relativo al difetto e al fine barra, ottenuti mediante i diversi metodi di denoising e di elaborazione dei dati considerati, vengono mostrati in Fig.6.24 e Fig.6.25, per il caso n.3, ed in Fig.6.26 e Fig.6.27, per il caso n.4.

Anche in queste figure viene riportata una linea di soglia al valore di 3dB per evidenziare la capacità di rilevamento del difetto.

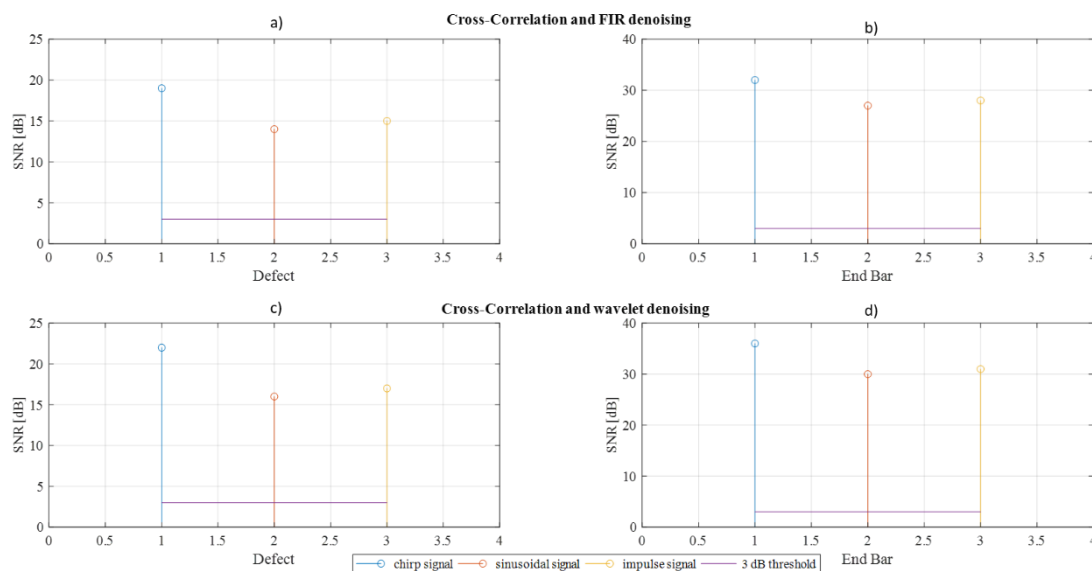


Figura 6.24: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.3

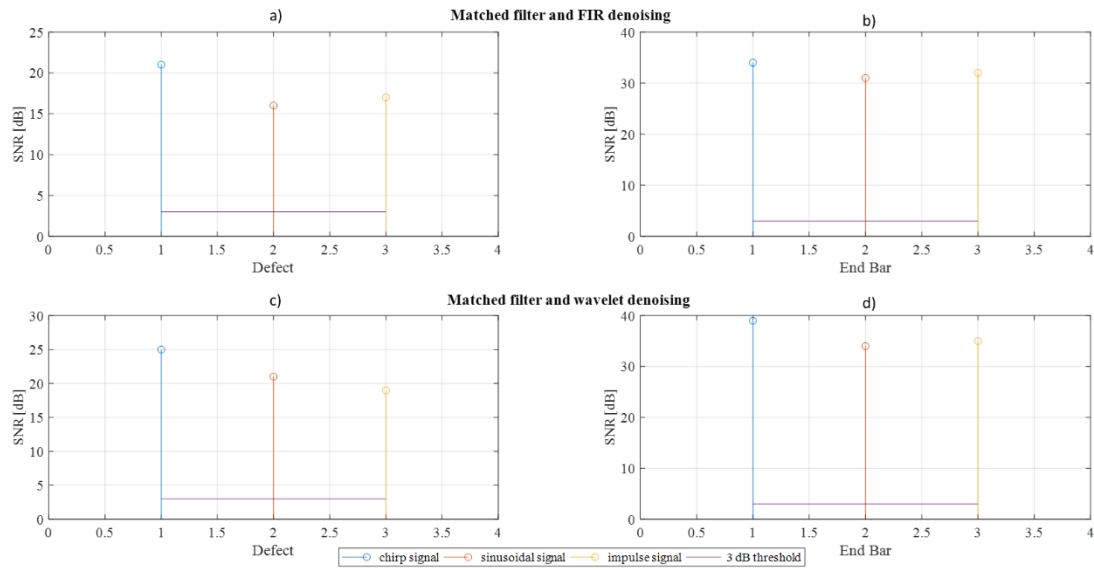


Figura 6.25: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.3

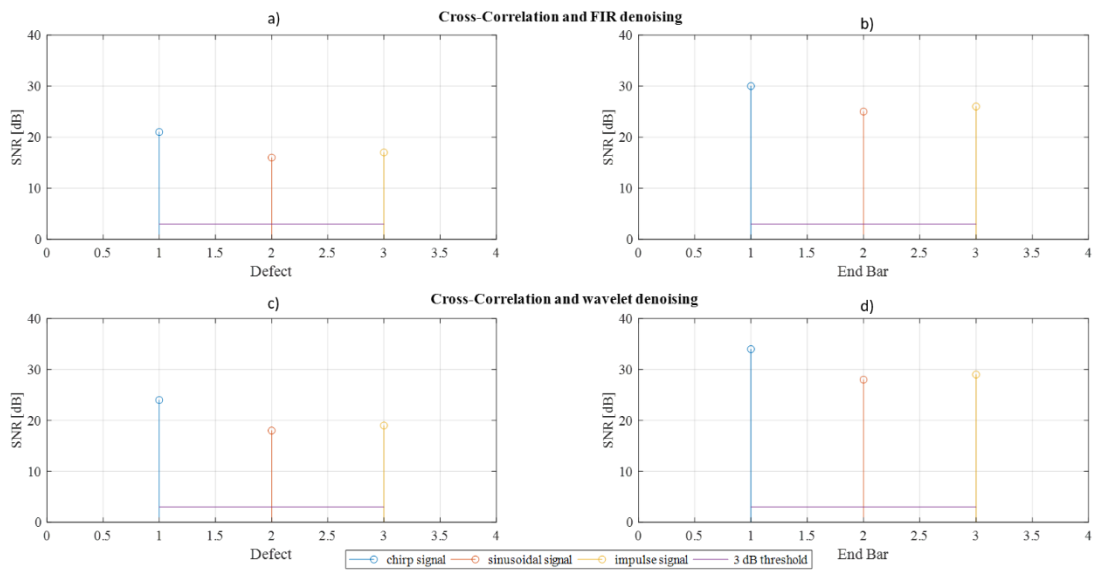


Figura 6.26: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.4

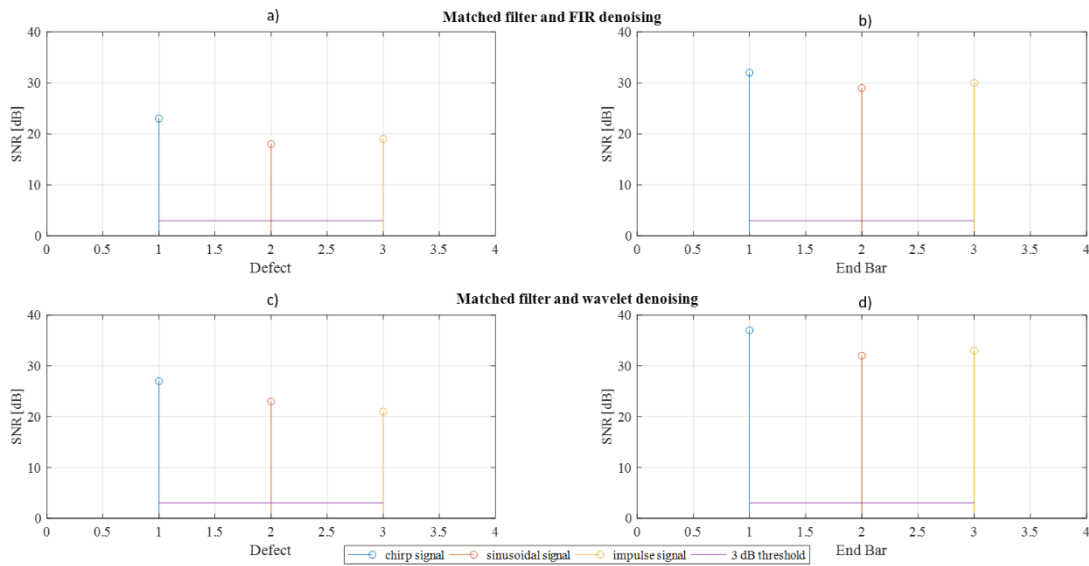


Figura 6.27: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.4

Analizzando i risultati ottenuti, si osserva come:

- tutti i valori di SNR, per tutte le combinazioni di segnali di eccitazione, denoising ed elaborazione dati considerati, siano sempre maggiori del valore di soglia di 3 dB, sia per il difetto che per la terminazione della barra.
- inoltre, i valori di SNR relativi al difetto del caso n.4, Fig.6.26 a) e Fig.6.27 c), risultano leggermente più attenuati rispetto ai valori di SNR del difetto del caso n.3, Fig.6.24 a) e Fig.6.25 c). Questo aspetto è legato alla diversa distanza dei difetti rispetto alla superficie di analisi, il che ne comporta una attenuazione maggiore dell'eco di riflessione del segnale US. Aspetto che invece non riguarda il fine barra, dove i valori di SNR sono molto simili tra loro, e risultano sempre maggiori rispetto a quelli relativi al difetto, in quanto anche in questa situazione essa offre una superficie di discontinuità maggiore rispetto a quella offerta dal difetto.
- Infine, la combinazione segnale di eccitazione chirp, denoising wavelet ed elaborazione matched filter con convoluzione di involuppo, sembra offrire prestazioni migliori in termini di SNR, con valori di circa 29 dB per il difetto e di circa 38 dB per il fine barra, rispetto alle altre combinazioni considerate, dove si sperimentano valori di SNR più contenuti.

Un ulteriore confronto dei metodi viene eseguito mediante la figura di merito dell'errore percentuale ( $e\%$ ), sia per il caso n.3 che per il caso n.4 di Fig.6.6.

I valori dell'errore percentuale, relativi alla stima della posizione del difetto e del fine barra, ottenuti mediante i diversi metodi di denoising e di elaborazione dei dati, in funzione del segnale di eccitazione considerato, vengono mostrati in Fig.6.17 e Fig.6.18, per il caso n.3, ed in Fig.6.19 e Fig.6.20, per il caso n.4.

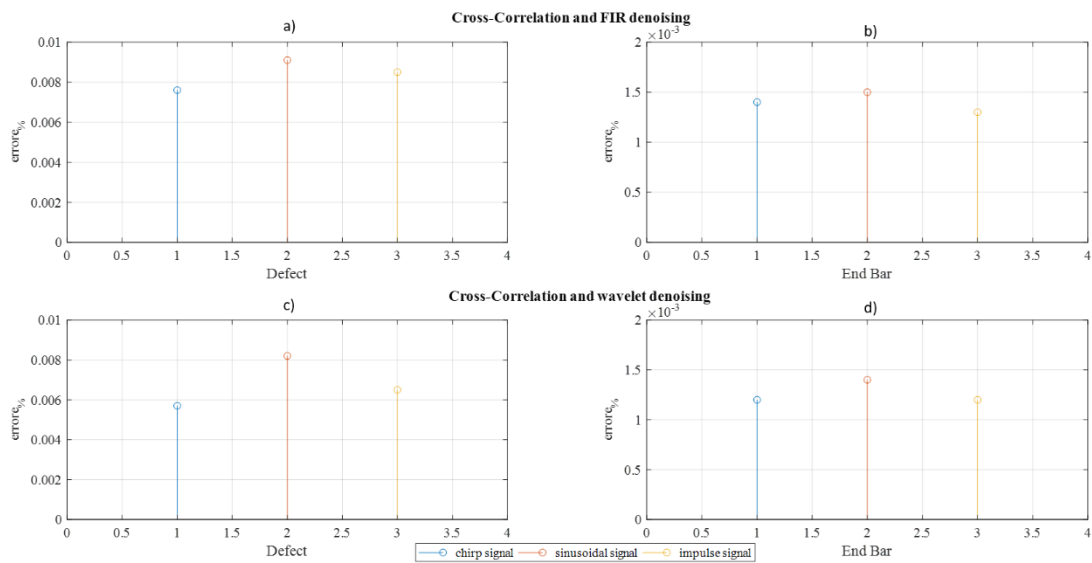


Figura 6.28: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.3

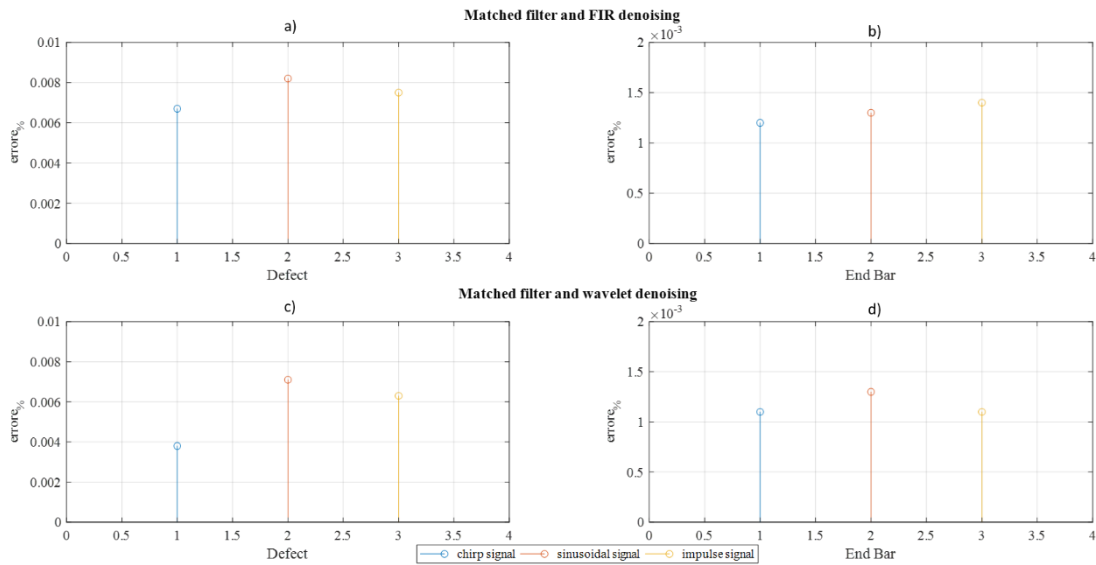


Figura 6.29: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.3

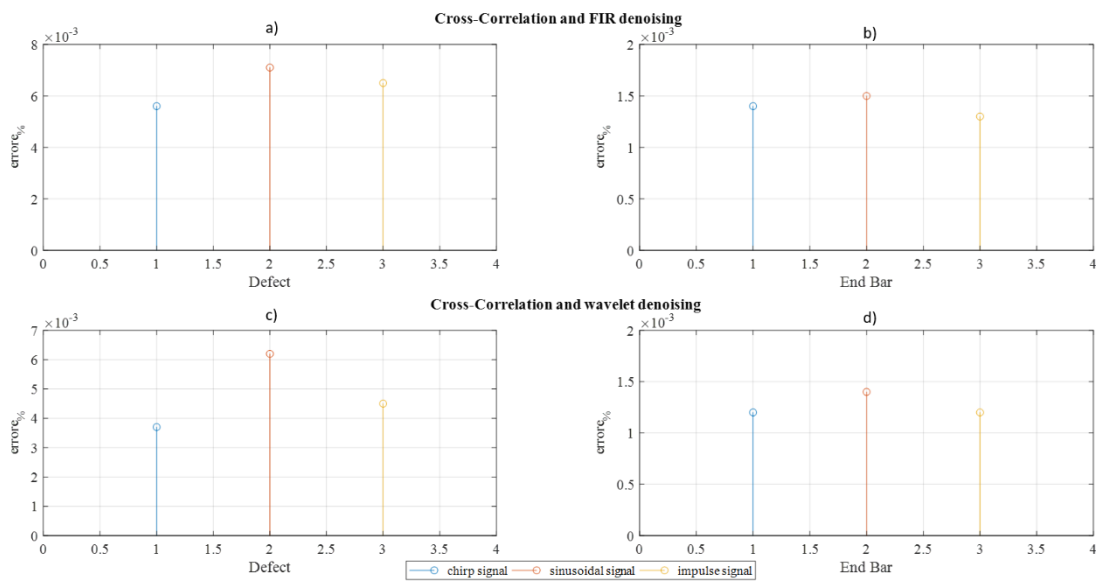


Figura 6.30: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.4



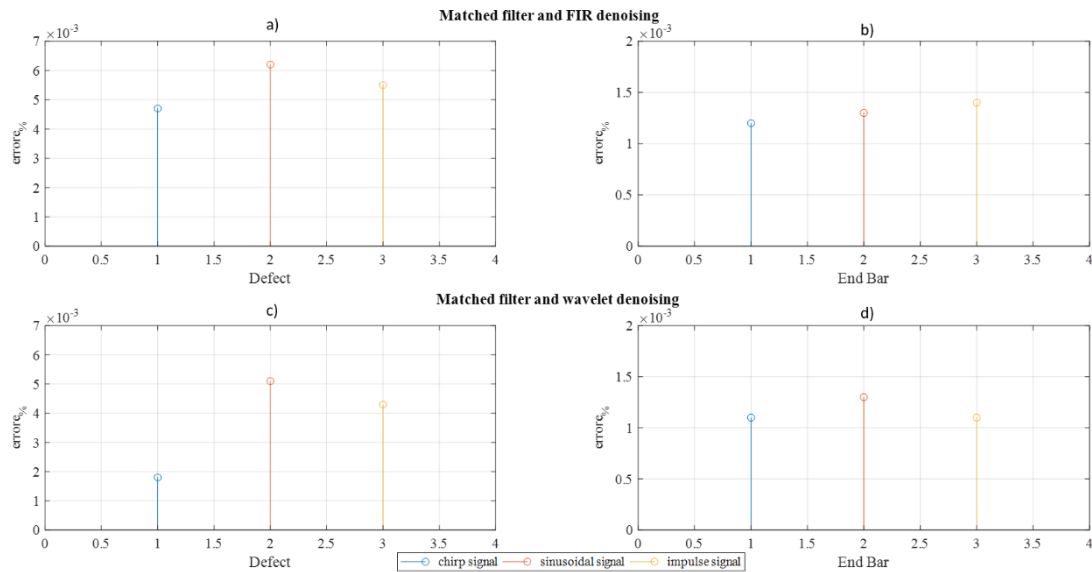


Figura 6.31: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto e b) del fine barra con denoising FIR, e c) del difetto e d) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.4

Analizzando i risultati degli errori percentuali, è possibile fare alcune considerazioni:

- tutti i valori dell'errore percentuale, per tutte le combinazioni di segnali di eccitazione, denoising ed elaborazione dati considerati, sono sempre inferiore allo 0.9% per il difetto, ed inferiori allo 0.15% per la terminazione della barra.
- infine, anche per la figura di merito dell'errore percentuale, la combinazione segnale di eccitazione chirp, denoising wavelet ed elaborazione matched filter con convoluzione di involuppo, sembra offrire prestazioni migliori in termini di localizzazione della posizione del difetto (0.2%) e del fine barra (0.13%).

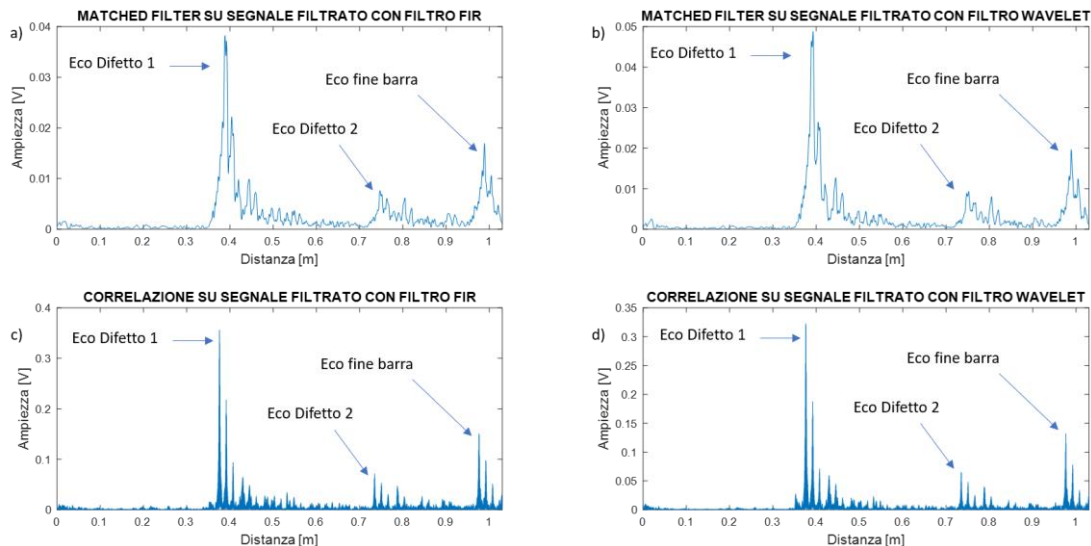
### 6.4.3 Analisi dei risultati sul caso di studio n.3

Un ulteriore confronto tra le diverse strategie di eccitazione, denoising ed elaborazione dei segnali considerati, viene eseguito, analizzando il caso n.6 di Fig.6.6, ossia una barra di alluminio di lunghezza 1 m, dove sono presenti contemporaneamente due difetti: una cricca che occupa il 30% della sua sezione trasversale, situata a 38 cm dalla superficie di analisi, ed una restrizione con profondità

massima del 30% rispetto alla sezione trasversale della barra, situata a 75 cm dalla superficie di analisi.

Le figure 6.32, 6.33 e 6.34, mostrano i risultati qualitativi ottenuti dalle elaborazioni di correlazione e matched filter, a valle del denoising, per i diversi segnali di eccitazione considerati.

In particolare, i casi a) e b) di Fig.6.32, Fig.6.33 e Fig.6.34, mostrano l'andamento del segnale post elaborazione ottenuto con il metodo del matched filter con convoluzione di involuppo, per il segnale US a valle del denoising con filtro FIR e filtro wavelet rispettivamente, mentre i casi c) e d) delle stesse figure, mostrano l'andamento del segnale post elaborazione ottenuto con il metodo della correlazione a valle della stessa sequenza di denoising, in funzione della distanza.



*Figura 6.32: Segnale US con eccitazione chirp post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelet e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.6*

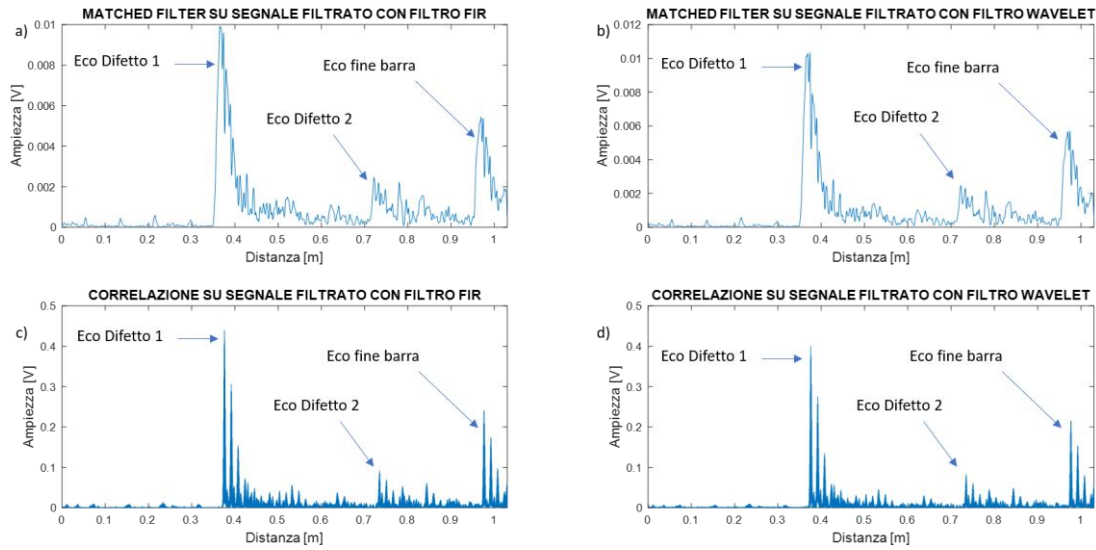


Figura 6.33: Segnale US con eccitazione sinusoidale post elaborazione con Matched filter: a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelet e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.6

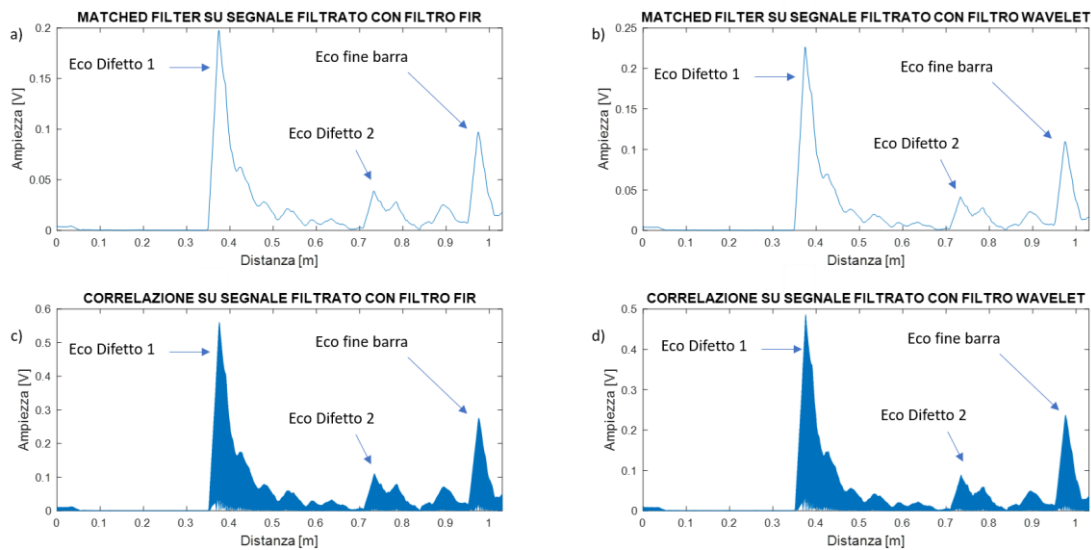


Figura 6.34: Segnale US con eccitazione ad impulso post elaborazione con Matched filter a) dopo denoising FIR, b) dopo denoising wavelet e con correlazione incrociata c) dopo denoising FIR, d) dopo denoising wavelet, per il caso n.6

Analizzando le immagini è possibile fare alcune considerazioni:

- entrambi i metodi di elaborazione, per tutti i segnali di eccitazione ed i metodi di denoising considerati, evidenziano correttamente la presenza e la posizione dei due difetti e del fine barra.
- Per tutti i segnali di eccitazione ed i metodi di denoising considerati, l'impiego della elaborazione matched filter a convoluzione di involuppo consente di avere un abbattimento dei lobi secondari, dovuti a riflessioni multiple del segnale US;
- con il metodo della correlazione, indipendentemente dal tipo di denoising e di segnale di eccitazione impiegato, si osserva una rumorosità maggiore al metodo del matched filter;
- infine, le ampiezze dei lobi relative al difetto 2 (restrizione) risultano sempre inferiori alle ampiezze relative ai lobi del difetto 1 (cricca), questo aspetto è legato alla geometria dei due difetti che offrono delle superfici di discontinuità differenti.

Un confronto più dettagliato della capacità di rilevamento dei metodi sperimentati, viene eseguito mediante l'analisi rapporto segnale rumore e dell'errore percentuale, per il caso n.5 e per il caso n.6 di Fig.6.6.

Entrambi i casi di analisi si riferiscono ad una barra di alluminio di lunghezza 1 m, dove sono presenti due difetti contemporaneamente: una cricca che occupa il 30% della sua sezione trasversale, ed una restrizione con profondità massima del 30% rispetto alla sezione trasversale della barra. Per il caso n.5 i difetti sono collocati ad una distanza di 15 cm per la restrizione e 62 cm per la cricca rispetto alla superficie di analisi, mentre per il caso n.6 i difetti sono collocati ad una distanza di 38 cm per la cricca e 75 cm per la restrizione rispetto alla superficie di analisi.

Al fine di eseguire un confronto oggettivo della capacità di rilevamento, per ciascun segnale di eccitazione impiegato, il valore del SNR, relativo ai difetti e al fine barra, ottenuti mediante i diversi metodi di denoising e di elaborazione dei dati considerati, vengono mostrati in Fig.6.35 e Fig.6.36, per il caso n.5, ed in Fig.6.37 e Fig.6.38, per il caso n.6. Anche qui viene riportata la linea di soglia al valore di 3dB, come riferimento per la rilevabilità del difetto.

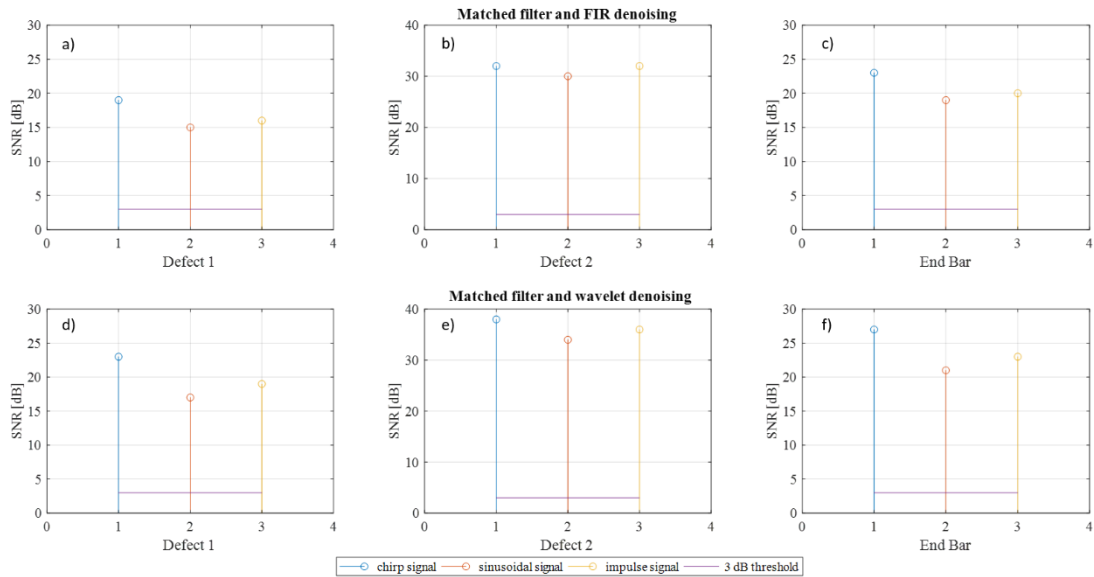


Figura 6.35: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto da restrizione, b) del difetto da cricca e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da restrizione, e) del difetto da cricca e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.5

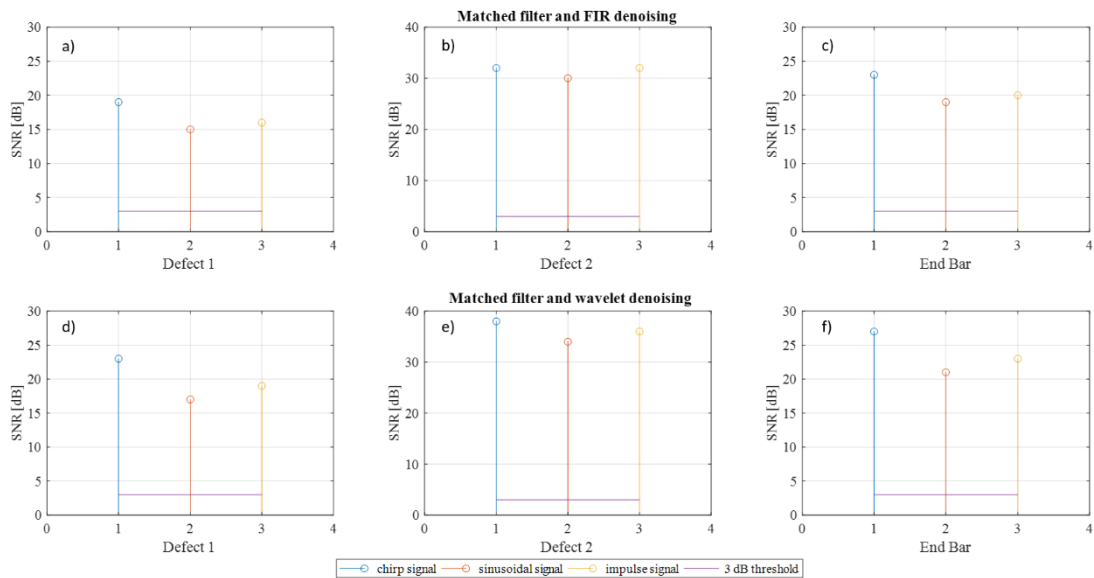


Figura 6.36: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto da restrizione, b) del difetto da cricca e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da restrizione, e) del difetto da cricca e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.5

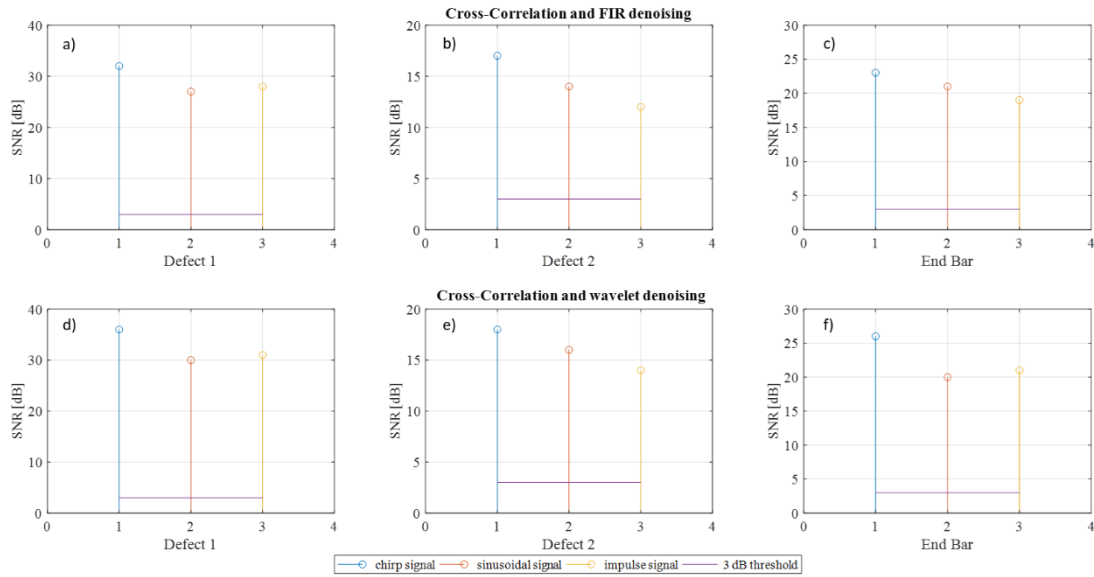


Figura 6.37: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto da cricca, b) del difetto da restrizione e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da cricca, e) del difetto da restrizione e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.6

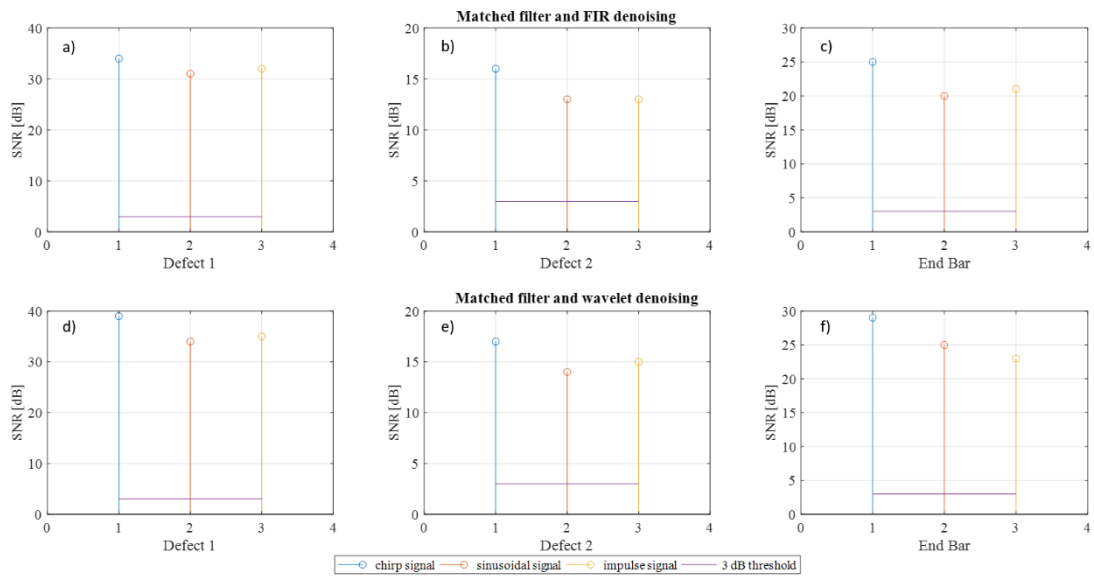


Figura 6.38: Comparazione dei SNR ottenuti con l'elaborazione mediante matched filter, a) del difetto da cricca, b) del difetto da restrizione e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da cricca, e) del difetto da restrizione e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.6

Analizzando i risultati dei SNR ottenuti, si osserva come:

- per tutte le combinazioni di segnali di eccitazione, denoising ed elaborazione dati considerati, i valori di SNR sono sempre maggiori del valore di soglia di 3 dB, sia per i due difetti che per la terminazione della barra;
- i valori di SNR, relativi al difetto da cricca, casi b) ed e) di Fig.6.35 e Fig.6.36, e casi a) e d) di Fig.6.37 e Fig.6.38, risultano superiori ai relativi valori di SNR del difetto da corrosione, casi a) e d) di Fig.6.35 e Fig.6.36, e casi b) ed e) di Fig.6.37 e Fig.6.38. Questo aspetto è legato alla geometria del difetto che, come già evidenziato in precedenza, offre una superficie di discontinuità maggiore per il difetto da cricca rispetto al difetto da restrizione;
- il valore del SNR legato al fine barra per questi casi di studio, rispetto ai casi analizzati nei paragrafi precedenti, risulta inferiore, in quanto la presenza di più difetti, e quindi di più superfici di discontinuità, riduce l'energia del segnale che riesce ad impattare sulla terminazione della barra, dando luogo a riflessioni più contenute;
- infine, anche in questa situazione, la combinazione segnale di eccitazione chirp, denoising wavelet ed elaborazione matched filter con convoluzione di inviluppo, sembra offrire prestazioni migliori in termini di SNR, sia per i difetti che per il fine barra, rispetto alle altre combinazioni considerate, dove si sperimentano valori di SNR più contenuti.

Sia per il caso n.5 che per il caso n.6 di Fig.6.6, un ulteriore confronto dei metodi viene eseguito mediante la figura di merito dell'errore percentuale ( $e\%$ ).

I valori dell'errore percentuale, relativi alla stima della posizione dei difetti e del fine barra, ottenuti mediante i diversi metodi di denoising e di elaborazione dei dati, in funzione del segnale di eccitazione considerato, vengono mostrati in Fig.6.39 e Fig.6.40 per il caso n.5, ed in Fig.6.41 e Fig.6.42, per il caso n.6.

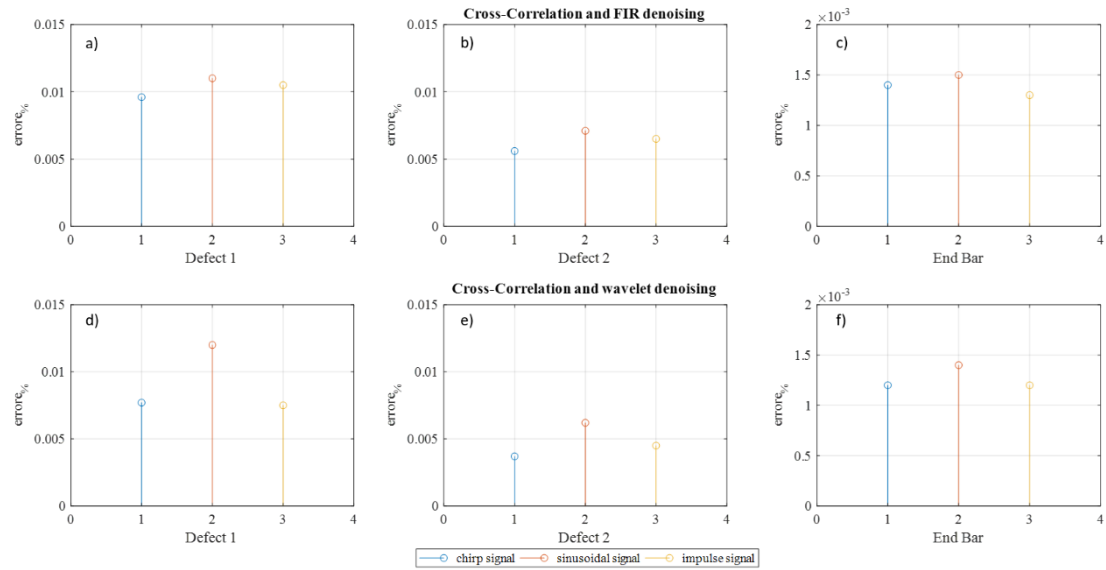


Figura 6.39: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto da restrizione, b) del difetto da cricca e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da restrizione, e) del difetto da cricca e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.5

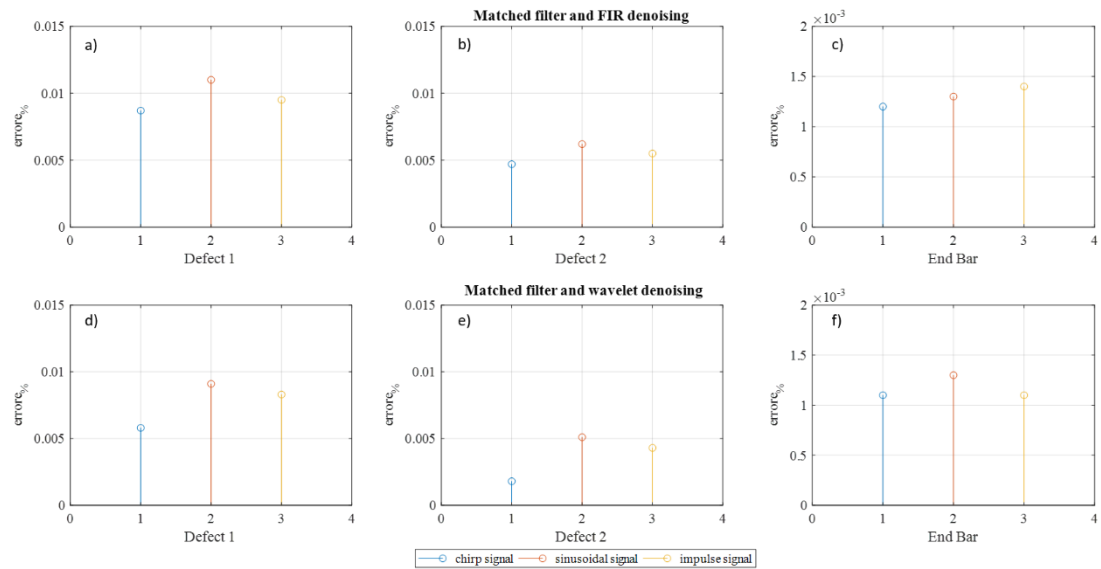


Figura 6.40: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto da restrizione, b) del difetto da cricca e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da restrizione, e) del difetto da cricca e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.5



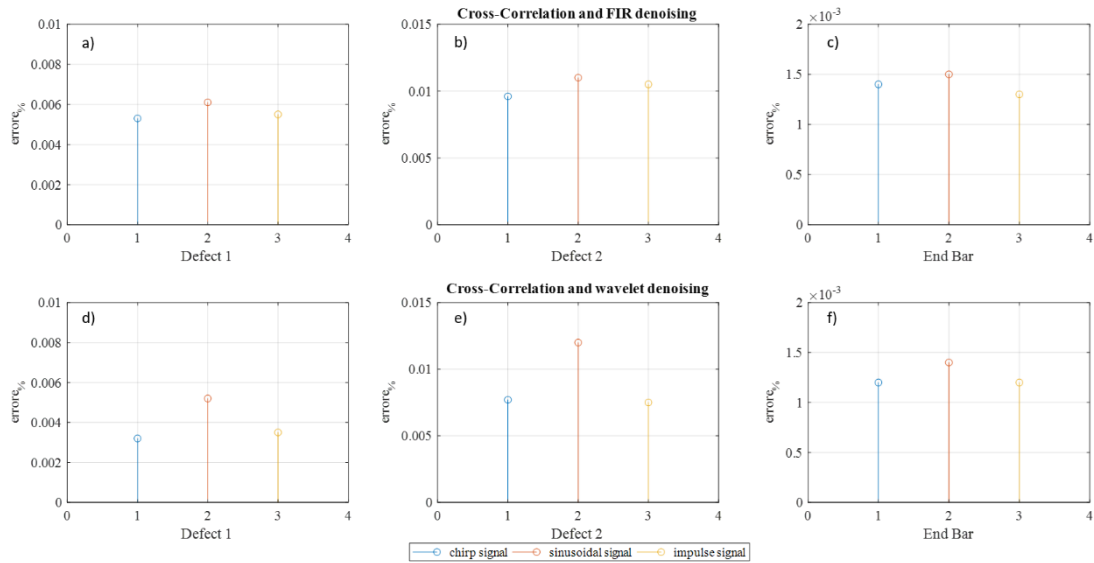


Figura 6.41: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto da cricca, b) del difetto da restrizione e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da cricca, e) del difetto da restrizione e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.6

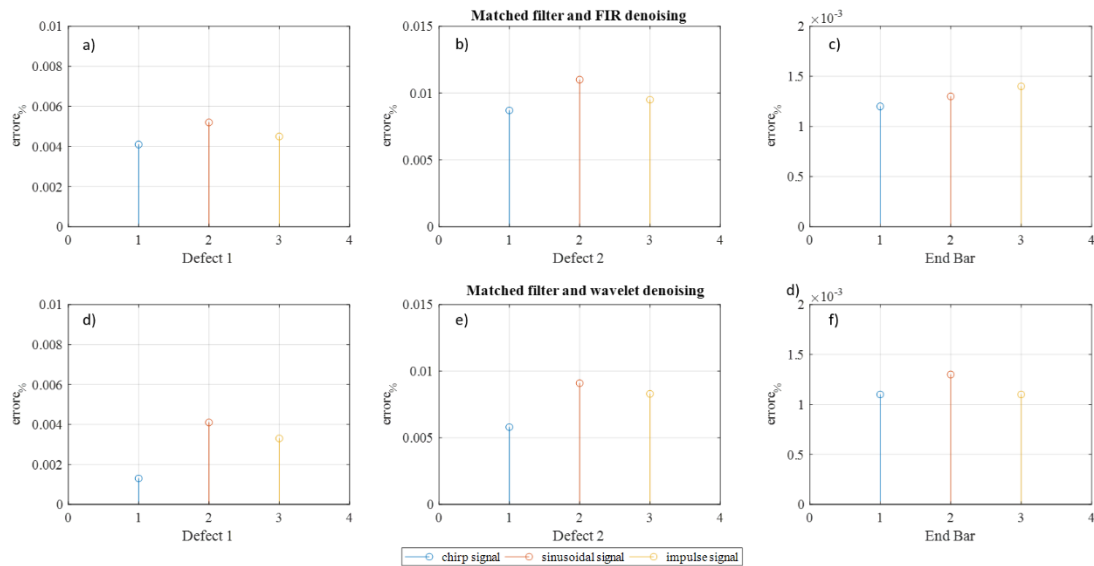


Figura 6.42: Comparazione dell'errore % ottenuto con l'elaborazione mediante correlazione, a) del difetto da cricca, b) del difetto da restrizione e c) del fine barra con denoising FIR, e d) del difetto da cricca, e) del difetto da restrizione e f) del fine barra con denoising wavelet, in funzione dei segnali di eccitazione considerati, per il caso n.6

Analizzando i risultati degli errori percentuali, si osserva come:

- tutti i valori dell'errore percentuale, per tutte le combinazioni di segnali di eccitazione, denoising ed elaborazione dati considerati, si attestano intorno allo 1% per i difetti, mentre risultano inferiori allo 0.15% per la terminazione della barra.
- In particolare, per quanto riguarda gli errori percentuali relativi al difetto da cricca, casi b) ed e) di Fig.6.39 e Fig.6.40, e casi a) e d) di Fig.6.41 e Fig.6.42, raggiungono un valore massimo dello 0.6%, che risulta decisamente inferiore rispetto agli errori evidenziati nella localizzazione del difetto da restrizione, casi a) e d) di Fig.6.39 e Fig.6.40, e casi b) ed e) di Fig.6.41 e Fig.6.42, dove si sperimenta un errore massimo dello 1.2%. Questo aspetto è legato al marcatore (lobo) del difetto, che risulta essere più selettivo nella geometria per il difetto da cricca rispetto al marcatore per il difetto da restrizione.
- Infine, anche per questa figura di merito, la combinazione segnale di eccitazione chirp, denoising wavelet ed elaborazione matched filter, sembra offrire prestazioni migliori in termini di localizzazione della posizione dei difetti e del fine barra.

## 6.5 Conclusioni

Diverse strategie di eccitazione, denoising ed elaborazione dei segnali, per il rilevamento e la valutazione dei difetti all'interno di barre di alluminio, mediante il metodo di indagine ad ultrasuoni con tecnica pulse-echo, sono state analizzate e testate sperimentalmente.

Questa sperimentazione è stata necessaria, in quanto ad oggi non esistono trattazioni che identificano una strategia ottimale per l'analisi US-NDT, su questa particolare tipologia di campioni.

In dettaglio, sono state sperimentate strategie di eccitazione basate su segnali sinusoidali, segnali impulsivi e segnali chirp. Per il denoising dei segnali US, sono stati impiegati filtri digitali FIR e filtri Wavelet, mentre per l'elaborazione dei segnali sono stati considerati il metodo della correlazione incrociata ed il metodo della convoluzione di involuppo mediante la tecnica del matched filter.

Le prove sperimentali sono state eseguite mediante una stazione di misura appositamente progettata per l'esecuzione di test US-NDT.

I test sono stati eseguiti su barre di alluminio, sulle quali sono presenti diverse tipologie di difetti (cricche e restrizioni), con caratteristiche note, e allocati in posizioni differenti rispetto alla superficie di analisi.

Per identificare le prestazioni dei metodi considerati sono state definite due opportune figure di merito, il rapporto segnale rumore (SNR) e l'errore percentuale ( $e\%$ ).

Il SNR consente di valutare le prestazioni dei metodi analizzati, in termini di capacità di rilevamento del difetto, mentre l'errore percentuale consente di analizzare l'accuratezza nella fase di localizzazione del difetto.

A valle di numerosi test effettuati e comparando i risultati ottenuti, è possibile effettuare alcune considerazioni:

- analizzando i dati acquisiti è possibile evidenziare come, in tutti i casi considerati i segnali US sono interessati da una componente di rumore. Il filtraggio del segnale permette di eliminare gran parte di questa rumorosità e di ottenere una migliore qualità del segnale. In particolare, l'elaborazione

con filtro wavelet ha esibito prestazioni migliori rispetto alle prestazioni esibite dal filtro FIR.

- Analizzando i risultati relativi al difetto da cricca, caso n.1 e n.2 di Fig.6.6, per entrambi i metodi di elaborazione e di filtraggio considerati, l'impiego dei segnali di eccitazione chirp e dei segnali sinusoidali consente di avere un marcatore (lobo) relativo al difetto o al fine barra molto stretto ed un abbattimento dei lobi secondari, dovuti a riflessioni multiple del segnale US, Fig.6.10 e Fig.6.11. Questo aspetto permette di ottenere una maggiore selettività nell'individuazione della posizione del difetto. Nelle stesse condizioni invece, i risultati ottenuti con l'impiego di segnali di eccitazione impulsivi, Fig.6.12, hanno evidenziato dei marcatori più ampi e la presenza di lobi secondari non trascurabile. Inoltre, sia i risultati evidenziati dalla figura di merito del SNR che dell'errore percentuale, mostrano che la combinazione segnale di eccitazione chirp, filtraggio wavelet ed elaborazione matched filter con convoluzione di inviluppo, presenta sempre prestazioni migliori, rispetto alle altre combinazioni considerate, dove si sperimentano valori di SNR più contenuti ed errori percentuali più elevati.
- Analizzando i risultati relativi al difetto da restrizione, caso n.3 e n.4 di Fig.6.6, si può osservare come, la combinazione segnale di eccitazione chirp ed elaborazione matched filter, per entrambi i metodi di denoising considerati, Fig.6.21 a) e Fig.6.21 b), evidenzia correttamente sia la presenza che la posizione del difetto e del fine barra. In particolare, rispetto al difetto da cricca, il marcatore (lobo) relativo al difetto restrittivo assume una struttura più ampia, dovuta alla maggiore estensione del difetto. Questo aspetto risulta rilevante nella discriminazione di difetti differenti. Per tutte le altre combinazioni considerate invece, si può osservare la presenza di un ulteriore eco, dovuto a riflessioni multiple del segnale US, ed attribuibile alla morfologia del difetto. La presenza di questo eco non è trascurabile, in quanto, si presenta con una ampiezza superiore all'eco del difetto e può causare dei falsi allarmi all'interno dell'esame US-NDT. Anche in questa situazione, sia i risultati evidenziati dalla figura di merito del SNR che dell'errore percentuale, hanno mostrato prestazioni migliori per la combinazione segnale di eccitazione chirp, filtraggio wavelet ed elaborazione matched filter con convoluzione di inviluppo, rispetto a tutte le altre combinazioni considerate.

- Analizzando i risultati relativi alla presenza contemporanea dei due difetti, cricca e restrizione, caso n.5 e n.6 di Fig.6.6, si può osservare come, entrambi i metodi di elaborazione, per tutti i segnali di eccitazione ed i metodi di filtraggio considerati, evidenziano correttamente la presenza e la posizione dei due difetti e del fine barra. Per entrambi i metodi di elaborazione e di filtraggio considerati, l'impiego dei segnali di eccitazione chirp e dei segnali sinusoidali consente di avere un abbattimento dei lobi secondari, dovuti a riflessioni multiple del segnale US, Fig.6.32 e Fig.6.33, rispetto all'impiego di segnali di eccitazione impulsivi, Fig.6.34. Inoltre, con l'eccitazione impulsiva, indipendentemente dal tipo di filtraggio applicato, si osserva una rumorosità di fondo maggiore rispetto all'impiego delle altre due strategie di eccitazione. Infine, nella rilevazione dei difetti e del fine barra e delle rispettive posizioni, i risultati evidenziati dalla figura di merito del SNR e dell'errore percentuale, hanno evidenziato come la combinazione segnale di eccitazione chirp, filtraggio wavelet ed elaborazione matched filter, risulti più efficace rispetto a tutte le altre combinazioni considerate.

In conclusione, si può affermare che, anche se per tutti i casi considerati, la presenza dei difetti e del fine barra vengono sempre rilevati, indipendentemente dalla tipologia di eccitazione, denoising ed elaborazione dei segnali impiegati, le prestazioni evidenziate dall'impiego della combinazione segnale di eccitazione chirp, denoising wavelet ed elaborazione matched filter con convoluzione di inviluppo, per la particolare applicazione sperimentata, ha esibito risultati migliori, rispetto alle altre strategie di analisi sperimentate, sia in termini di SNR che di errore percentuale.

# CONCLUSIONI

L'attività di ricerca svolta nell'ambito dei Test non Distruttivi, ha portato allo sviluppo di due soluzioni per la diagnostica non invasiva dei materiali, una basata sulla tecnica delle correnti indotte (EC) ed una basata sulla tecnica degli Ultrasuoni (US).

La prima soluzione riguarda lo sviluppo di un prototipo di sonda per l'ispezione dei materiali conduttori mediante la tecnica delle correnti indotte.

Il prototipo finale della sonda realizzata, si basa sull'adozione di una doppia bobina di eccitazione, un sensore di campo magnetico triassiale, opportunamente progettato e realizzato, e di un supporto di calibrazione, in grado di migliorare la sensibilità della sonda.

Le prestazioni del prototipo finale della sonda realizzata sono state valutate considerando campioni con difetti di diversa lunghezza, altezza, profondità ed orientamento.

I risultati ottenuti hanno dimostrato come la sonda realizzata mostra prestazioni migliori, rispetto ad altre soluzioni di sonde analizzate, soprattutto quando si considerano difetti piccoli e sepolti, riducendo la perdita di sensibilità dovuta all'orientamento del difetto.

La caratteristica che rende questo prototipo competitivo è costituita dalla quantità e qualità delle informazioni estraibili dalla prova, che permettono di aumentare la sensibilità della sonda, rispetto alle caratteristiche geometriche, profondità ed orientamento dei difetti, in termini di SNR. Questo è reso possibile mediante l'ausilio di un sistema di rilevamento triassiale appositamente progettato e sviluppato. Questo aspetto rappresenta la vera sfida tecnologica, non essendo disponibile una simile funzionalità su nessuna delle soluzioni esaminate.

Nella versione attuale la sonda realizzata è capace di identificare la presenza (nel 100% dei casi) del difetto, qualunque sia la dimensione, la profondità e l'orientamento considerato, con piccole ampiezze della corrente di eccitazione e con valori di SNR mai inferiori ai 10 dB.

Va infine sottolineato come queste prestazioni non discendono da un sistema basato su apparecchiature costose e sofisticate, in quanto la sonda realizzata ha un costo

complessivo di circa 500 €, essendo basata su componenti facilmente reperibili in commercio.

La seconda soluzione riguarda lo sviluppo di una metodologia di indagine per l'analisi strutturale dei materiali, mediante la tecnica degli ultrasuoni.

La tecnica, si basa sull'impiego di segnali di eccitazione chirp, di durata limitata, un opportuno processo di filtraggio del rumore di fondo, mediante wavelet denoising, correlati ad una elaborazione mediante la tecnica del matched filter a convoluzione di inviluppo. Questa combinazione, rispetto alle altre soluzioni sperimentate, permette di ottenere tendenze di post-elaborazione più selettive e di massimizzare il rapporto segnale-rumore (SNR), fornendo una ottima accuratezza del processo di misura ed una forte sensibilità rispetto a varie tipologie di difetti.

Inoltre, contestualmente al metodo di analisi, è stato sviluppato un sistema in grado di gestire la generazione dei segnali US, di acquisire ed elaborare i dati di misura, fornendo informazioni sulle caratteristiche strutturali del componente testato, in termini di dimensioni e localizzazione dei difetti.

Va sottolineato che, questa soluzione nasce dall'esigenza di voler investigare strutture, come le barre di alluminio, non essendo disponibile ad oggi, una simile funzionalità su nessuna delle soluzioni esaminate

Sviluppi di queste attività di ricerca vanno da un lato nella direzione che permetterà di migliorare ulteriormente le performance della sonda, sfruttando la possibilità di poter realizzare anche sistemi basati su array di sonde e sensori di campo magnetico, andando ad ottimizzare l'algoritmo di elaborazione dei dati di misura, al fine di poter evidenziare oltre la presenza del difetto, anche le sue caratteristiche geometrico-dimensionali ed in grado di fornire un processo di analisi real-time del metodo a correnti indotte.

Dall'altro, verso una ottimizzazione del metodo ultrasonico evidenziato, che permetterà di migliorare ulteriormente la selettività verso diverse tipologie di difetti, anche mediante l'ausilio di array di sensori ultrasonici, con obiettivo ultimo di riuscire a identificare anche le sue caratteristiche dimensionali.

# APPENDICE A

## Materiali Ferromagnetici, Magnetizzazione ed Isteresi

Il test non distruttivo delle proprietà magnetiche è limitato principalmente ai materiali ferromagnetici e ferrimagnetici, che possono avere valori di permeabilità magnetica relativa  $\mu_r$  che vanno da unità a diverse migliaia, a seconda della natura delle loro proprietà e storie precedenti, nonché dall'intensità del campo magnetico applicato. Per tutti gli altri materiali,  $\mu_r$  è virtualmente uguale all'unità. Questi materiali possiedono proprietà paramagnetiche o diamagnetiche, che sono di fondamentale interesse scientifico.

Il ferromagnetismo esiste in numerosi metalli, incluso il ferro, molte forme di acciaio, nichel e cobalto. Un fenomeno simile si verifica in alcuni non metalli noti come ferriti, che si dice siano ferrimagnetici.

Questi materiali possono essere magnetizzati e sono caratterizzati da variazioni della permeabilità magnetica  $\mu$  con l'intensità del campo magnetico, generalmente in modo non lineare e dando origine ad isteresi. Si consideri una barra non smagnetizzata di materiale ferromagnetico posizionata all'interno di un solenoide e diretta lungo il suo asse, collegato ad una sorgente variabile DC in modo da produrre cambiamenti di  $H$ , quindi della densità del flusso magnetico  $B$ . L'equazione che lega  $B$  ed  $H$  può essere scritta come segue:

$$B = \mu_r \mu_0 H \quad A.1$$

Se  $H$  parte da zero e viene aumentato, si verifica un corrispondente aumento di  $B$ . La Figura A.1 mostra la curva di  $B$ , e quindi  $\mu_r$ , con  $H$  relativa alla parte selezionata del campione circondato dalla bobina di rilevamento del flusso e  $\mu_r$  viene valutato per tutte le parti della curva. In qualsiasi momento sulla curva, il rapporto  $B/H$  è uguale alla permeabilità magnetica come definito in equazione (A.1).



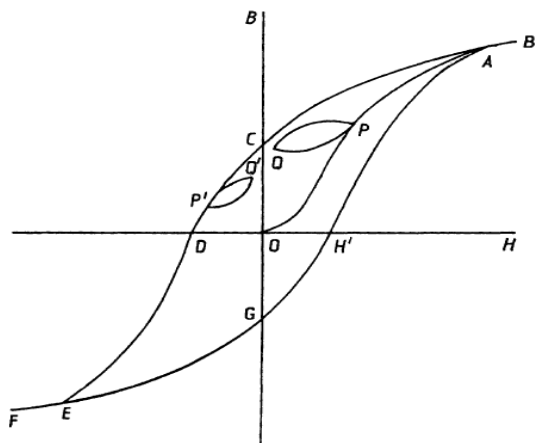


Figura A.1 – Curva caratteristica di magnetizzazione ed isteresi

La curva iniziale OAB' è chiamata magnetizzazione vergine, e il valore di  $\mu_d$  all'origine O, dove la curva si avvicina ad una linea retta molto corta, è definita come permeabilità iniziale  $\mu_i$ . La barra ferromagnetica diventa completamente magnetizzata oltre il punto A (AB'), dove si dice che si verifichi la saturazione, e  $\mu_d$  è uguale all'unità, cioè la permeabilità relativa dello spazio libero.

L'uso della saturazione si è dimostrato vantaggioso con i test a correnti parassite di materiali ferromagnetici a causa delle relazioni lineari risultanti tra variabili diverse, ad es. densità di correnti parassite, B e H.

Quando H diminuisce, la curva ritorna lungo il suo percorso originale ma solo fino al punto A dal quale segue il percorso AC, ovvero per tagliare l'asse B nel punto C sopra l'origine. Al punto C, H è zero e B è uguale a  $B_r$  chiamato ritentività o rimanenza, e il suo valore è caratteristico del materiale. Invertendo la corrente, e quindi la direzione di H, la curva continua quindi a tagliare l'asse H nel punto D, dove B è zero e H è uguale a  $H_c$ , forza coercitiva o coercitività, di nuovo caratteristica del materiale della barra. Oltre il punto E, si verifica la saturazione (EF). Viene quindi portato il valore di H a zero e, invertendo la sua direzione, viene quindi aumentato fino a che si verifica nuovamente la saturazione, ovvero al punto A. Si ottiene così il circuito di isteresi ACDEGH'A. L'area contenuta dalla curva chiusa rappresenta la perdita di energia per ciclo per il volume unitario della barra; questa energia viene convertita in calore. È anche possibile ottenere un ciclo di isteresi passando una corrente alternata di ampiezza adeguata attraverso il solenoide.

L'isteresi magnetica può essere eseguita senza la necessità di raggiungere livello di saturazione. Ad esempio, un metodo comune di smagnetizzazione o degauss, di un oggetto magnetizzato è di sottoporlo ad un campo magnetico sinusoidale variabile

avente un'ampiezza che è gradualmente ridotta a zero. Le curve risultanti hanno quindi progressivamente aree ridotte. Questo viene normalmente eseguito posizionando l'oggetto vicino ad una bobina che trasporta una corrente alternata sufficientemente elevata, di solito alla frequenza di rete, che fornisce il valore di saturazione di  $H$ , e di ritirare lentamente l'oggetto dalla bobina per una distanza che dipende dal valore della corrente in essa.

Quando l'isteresi magnetica si svolge in un metallo sottoposto a un campo alternato, vi sono indotte correnti parassite. Di conseguenza, c'è un'ulteriore perdita di energia con un corrispondente aumento dell'area della curva. Partendo da qualsiasi punto  $P$  (o  $P'$ ) sulla curva, a il ciclo di isteresi minore può essere tracciato con intervalli di  $B$  e  $H$  pari a  $\delta B$  e  $\delta H$ , rispettivamente. Il gradiente medio di questo ciclo, cioè il gradiente della linea  $PQ$  (o  $P'Q'$ ), rappresenta la permeabilità incrementale  $\mu_{inc}$ , la quale dipende dalle proprietà del materiale e dalla storia precedente. Quando  $P$  si trova nell'origine e i valori di  $\delta B$  e  $\delta H$  sono piccoli, il ciclo di isteresi minore si estende sulla parte lineare della curva di magnetizzazione, la permeabilità incrementale è chiamata permeabilità di rinculo  $\mu_{rec}$ . È questo valore di  $\mu$  che è rilevante per le basse intensità nei test a correnti parassite in cui la linearità delle variabili, corrente, campo, ecc., è essenziale per l'accuratezza del test. La permeabilità magnetica diminuisce con l'aumento della temperatura e scompare completamente alla temperatura di Curie. La magnetizzazione di un materiale ferromagnetico può essere spiegata con l'ipotesi semplificata che il corpo del materiale è costituito da un gran numero di domini, ovvero magneti elementari aventi dimensioni microscopiche, che formano catene chiuse quando il materiale è non magnetizzato. All'applicazione di un campo magnetico, le catene si scompongono progressivamente fino a quando non sono orientate in un'unica direzione, quando si verifica la saturazione. I conseguenti cambiamenti della densità del flusso magnetico  $B$  non sono continui ma hanno luogo in fasi discrete, un fenomeno noto come effetto Barkhausen.

## APPENDICE B

### Equazioni di Maxwell e relazioni costitutive

Il modello del sistema oggetto dello studio è descritto dalle equazioni di Maxwell nella loro forma locale o differenziale:

$$\nabla \times \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad B.1$$

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \quad B.2$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad B.3$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho \quad B.4$$

Dove  $J = J(x;t)$  rappresenta la densità di corrente,  $[A/m^2]$ ; mentre  $\rho = \rho(x;t)$  è la densità di carica elettrica,  $[C/m^3]$ .

Le relazioni costitutive, ossia i legami che tengono in considerazione il materiale esaminato, sono:

$$\bar{B} = \mu \bar{H} \quad B.5$$

$$\bar{D} = \varepsilon \bar{E} \quad B.6$$

$$\bar{J} = \sigma \bar{E} \quad B.7$$

Le equazioni di Maxwell, in forma differenziale, evidenziano come il campo elettromagnetico si propaga nel vuoto come un'onda alla velocità della luce, questo grazie alla presenza delle due derivate temporali  $\partial \bar{B}/\partial t$  e  $\partial \bar{D}/\partial t$ .

Ci sono condizioni in cui le grandezze considerate sono indipendenti dal tempo, ed è possibile trascurare una o entrambe le derivate, in questo caso si parla di limite “quasi statico” o limite “statico”, cioè si opera con grandezze lentamente variabili nel tempo o temporalmente statiche.

Esistono quattro casi in cui è possibile ottenere queste semplificazioni, i casi elettrostatico e magnetostatico, in cui si possono trascurare entrambe le derivate, il caso elettro-quasi-statico in cui si può trascurare il contributo della variazione dell'induzione magnetica  $\partial \bar{B}/\partial t$  ed il caso magneto-quasi-statico in cui si può trascurare la corrente di spostamento  $\partial \bar{D}/\partial t$ .

Di seguito vengono esaminati i parametri che permettono di ottenere queste semplificazioni, con particolare riferimento al modello del caso magnetico quasi statico, in quanto descrive il principio fisico del fenomeno delle correnti indotte.

Considerando le leggi B.1 e B.2 in cui compaiono i termini con le derivate temporali, si definiscono dei valori di riferimento ( $E$  e  $B$ ), come valore quadratico medio sul volume considerato ( $V$ ), per  $\bar{E}$  e  $\bar{B}$  in modo da rendere il campo elettrico e l'induzione magnetica adimensionali ed unitari ( $\bar{e}$  e  $\bar{b}$ ):

$$E = \sqrt{\frac{1}{V} \iiint_V |\bar{E}|^2 dV} \quad B.8$$

$$B = \sqrt{\frac{1}{V} \iiint_V |\bar{B}|^2 dV} \quad B.9$$

$$\bar{e} = \frac{\bar{E}}{E} \cong 1 \quad B.10$$

$$\bar{b} = \frac{\bar{B}}{B} \cong 1 \quad B.11$$

Procedendo in analogia a quanto sopra riportato, si definiscono i valori di riferimento per tutte le grandezze considerate:

$$\bar{d} = \frac{\bar{D}}{D} \cong 1 \quad B.12$$

$$\bar{h} = \frac{\bar{H}}{H} \cong 1 \quad B.13$$

$$\bar{j} = \frac{\bar{J}}{J} \cong 1 \quad B.14$$

$$\varepsilon_N = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_{rif}} \cong 1 \quad B.15$$

$$\mu_N = \frac{\mu}{\mu_{rif}} \cong 1 \quad B.16$$

$$\sigma_N = \frac{\sigma}{\sigma_{rif}} \cong 1 \quad B.17$$

Considerando le grandezze di riferimento introdotte, le relazioni costitutive possono essere riscritte come:

$$B = \mu_{rif} H \quad B.18$$

$$D = \varepsilon_{rif} E \quad B.19$$

$$J = \sigma_{rif} E \quad B.20$$

Un discorso analogo va fatto per rendere adimensionali spazio e tempo ( $t$ ). Per quanto riguarda lo spazio, si identifica una lunghezza di riferimento  $L$ , di modo da renderlo adimensionale e unitario:

$$\xi = \frac{x}{L} \quad B.21$$

$$\eta = \frac{y}{L} \quad B.22$$

$$\zeta = \frac{z}{L} \quad B.23$$

ne deriva che:

$$\nabla \times \bar{E} = \frac{1}{L} \nabla_{\xi} \times \bar{E} \quad b.24$$

Per quanto riguarda il tempo, si suppone di operare in regime sinusoidale e che, la componente del campo elettrico lungo x sia funzione di  $(x, y, z, t)$ , espressa come:

$$E_x(x, y, z, t) = \widehat{E}_x(x, y, z) \sin(\omega t + \alpha_x(x, y, z)) \quad B.25$$

cioè fissato un qualunque punto dello spazio,  $E_x$  varia in modo sinusoidale con pulsazione  $\omega=2\pi f$ . Il fatto che  $E_x$  sia sinusoidale, permette di esprimerlo come un fasore complesso:

$$E_{xc}(x, y, z) = \widehat{E}_x e^{i\alpha_x} e^{i\omega t} \quad B.26$$

Discorso analogo va fatto anche per le componenti  $E_{yc}$  e  $E_{zc}$ , di modo da ottenere un vettore complesso del campo elettrico, dove il contributo di  $e^{i\omega t}$  è analogo per tutte le componenti, e quindi si può evidenziare a fattor comune; inoltre nell'operazione di derivata esso diventa una moltiplicazione per  $i\omega$ .

Si dimostra che nel dominio della frequenza, la B.1 e la B.2 possono essere scritte nella forma:

$$\nabla \times \bar{E} = -i\omega \bar{B} \quad B.27$$

$$\nabla \times \bar{H} = \bar{J} + i\omega \bar{D} \quad B.28$$

applicando tutte le considerazioni fatte sopra, si ottiene:

$$\nabla_{\xi} \times \bar{e} = -i\omega L \frac{B}{E} \bar{b} \quad B.29$$

$$\nabla_{\xi} \times \bar{h} = \sigma_{rif} \mu_{rif} L \frac{E}{B} \bar{j} + i\omega \varepsilon_{rif} \mu_{rif} L \frac{E}{B} \bar{d} \quad B.30$$

Nelle B.29 e B.30 il primo membro è adimensionale ed unitario, anche  $\bar{b}$ ,  $\bar{j}$  e  $\bar{d}$  lo sono, mentre  $i\omega L B/E$  e, devono essere identificati per capire l'ordine di grandezza e quando possono essere trascurati, ossia quando sono  $\ll 1$ .

Si consideri la velocità delle onde elettromagnetiche nel mezzo considerato:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{rif} \mu_{rif}}} \quad B.31$$

Si può definire:

$$\tau_{EM} = \frac{L}{c} \quad B.32$$

Cioè il tempo elettromagnetico che l'onda impiega per attraversare il mezzo considerato. Introducendo queste due grandezze si può definire la quantità:

$$\frac{B}{E} c = \sqrt{\frac{W_B}{W_E}} = \alpha \quad B.33$$

Cioè il rapporto sotto radice dell'energia del campo magnetico e quella del campo elettrico. In questa situazione è utile definire anche il tempo elettrico ( $\tau_E$ ) ossia il tempo di diffusione delle cariche elettriche:

$$\tau_E = \frac{\varepsilon_{rif}}{\sigma_{rif}} \quad B.34$$

E il tempo magnetico ( $\tau_M$ ), cioè il tempo di diffusione del campo magnetico all'interno di un conduttore:

$$\tau_M = L^2 \sigma_{rif} \mu_{rif} \quad B.35$$

A questo punto la B.29 e la B.30 possono essere scritte come:

$$\nabla_{\xi} \times \bar{e} = -i\omega\tau_{EM}\alpha\bar{b} \quad B.36$$

$$\nabla_{\xi} \times \bar{h} = \frac{1}{\alpha} \frac{\tau_{EM}}{\tau_E} \bar{j} + i\omega \frac{1}{\alpha} \tau_{EM} \bar{d} \quad B.37$$

Ora bisogna capire se i termini  $\omega\tau_{EM}$  e  $\alpha$  sono trascurabili. La condizione di bassa frequenza impone che:

$$\omega\tau_{EM} \ll 1 \Rightarrow \tau_{EM} \ll \frac{1}{\omega} = \frac{T}{2\pi} \Rightarrow \tau_{EM} \ll T \quad B.38$$

In questa situazione, il tempo che l'onda elettromagnetica impiega per attraversare il mezzo in esame è molto minore del periodo dell'onda considerata ( $T$ ), cioè si ha propagazione istantanea.

Per quanto riguarda  $\alpha$ , in generale varia con la frequenza e può dipendere dalla particolare geometria in esame. Per cui nei casi di interesse si potrà avere:

$$\alpha \cong \frac{1}{\omega\tau_{EM}} \quad B.39$$

$$\alpha \cong \frac{\tau_{EM}}{\tau_E} = \frac{\tau_M}{\tau_{EM}} \quad B.40$$

Per verificare l'occorrenza di uno dei due casi, è sufficiente esaminare  $\alpha$  nel limite  $\omega\tau_{EM} \rightarrow 0$ . Per meglio capire quanto detto, si analizzano brevemente i due casi separatamente.

Nel primo caso, le equazioni di Maxwell in forma dimensionale diventano:

$$\nabla_{\xi} \times \bar{e} = -i\bar{b} \quad B.41$$

$$\nabla_{\xi} \times \bar{h} = \omega\tau_M \bar{j} + i(\omega\tau_{EM})^2 \bar{d} \quad B.42$$

dove, nel limite  $\omega\tau_{EM} \rightarrow 0$ , si può pensare di trascurare il termine in  $(\omega\tau_{EM})^2$  in quanto risulta piccolissimo. Quindi, in forma non adimensionale si ottiene:

$$\nabla \times E = -i\omega B \quad B.42$$

$$\nabla \times H = J \quad B.43$$

Nel secondo caso, invece, le equazioni di Maxwell in forma dimensionale diventano:

$$\nabla_{\xi} \times \bar{e} = -i\omega\tau_{EM}\bar{b} \quad B.44$$

$$\nabla_{\xi} \times \bar{h} = \frac{\tau_{EM}}{\tau_E} \bar{j} + i\omega\tau_{EM}\bar{d} \quad B.45$$

in questo caso non è presente il termine quadratico  $(\omega\tau_{EM})^2$ , quindi si introduce un fattore di “piccolezza”  $k \ll 1$ , tale che  $\omega\tau_{EM} \ll k$ , e si ipotizza che:

$$\frac{1}{\tau_M} \ll \frac{1}{\tau_{EM}} \ll \frac{1}{\tau_E} \Rightarrow \frac{1}{\tau_M} < \frac{k}{\tau_{EM}}; \frac{1}{\tau_{EM}} < \frac{k}{\tau_E} \quad B.46$$

allora, dalla B.40 risulta che  $\alpha \gg 1$ ; questo significa che l’energia del campo magnetico è dominante rispetto a quella del campo elettrico. Inoltre, si ha:

$$\omega\tau_E < k\omega\tau_{EM} < k^2 \quad B.47$$

e quindi, trascurando i termini di ordine  $k^2$ , la B.37 diventa

$$\nabla_{\xi} \times \bar{h} = \frac{1}{\alpha} \frac{\tau_{EM}}{\tau_E} \bar{j} \quad B.48$$

In altre parole, la densità di corrente di spostamento è trascurabile. Per cui, se  $\omega \cong 1/\tau_M$  allora, in questo caso, il secondo termine a destra dell’equazione B.37 è di ordine 1, per cui le equazioni da risolvere diventano:

$$\nabla \times E = -i\omega B \quad B.49$$

$$\nabla \times H = J \quad B.50$$

che sono le equazioni del modello Quasi Stazionario Magnetico.

### Propagazione delle onde elettromagnetiche in un materiale conduttore

Lo studio delle onde elettromagnetiche attraverso un materiale conduttore è principalmente legato alla perdita di flusso magnetico ed ai test a correnti parassite. Il campo magnetico  $H$  e la densità di corrente  $J$  sono le principali variabili da considerare. Come visto nel paragrafo precedente, un materiale conduttore non supporta un campo elettrico ma può trasportare correnti. Ciò significa che le equazioni da considerare sono quelle del modello quasi stazionario magnetico:

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad B.51$$

$$\nabla \times H = J \quad B.52$$

Dalle equazioni precedenti si osserva che:

$$\nabla \times (\nabla \times H) = \nabla \times J = \sigma \nabla \times E = -\sigma \mu \frac{\partial H}{\partial t} \quad B.53$$

poiché  $J = \sigma E$  (legge di Ohm). Dalla teoria dell’analisi vettoriale, si dimostra che per ogni vettore  $v$ :

$$\nabla \times (\nabla \times v) = \nabla(\nabla \cdot v) - \nabla^2 v \quad B.54$$

quindi considerando le equazioni B.2 e B.53 si ha:

$$\nabla \times (\nabla \times H) = -\nabla^2 H \quad B.55$$

Inoltre, dalle equazioni B.52 e B.54 si ottiene:

$$\frac{\partial H}{\partial t} = \frac{1}{\mu\sigma} \nabla^2 H \quad B.56$$

nel piano di propagazione lungo la direzione  $z$  si ha:

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu\sigma} \frac{\partial^2 H}{\partial z^2} \quad B.57$$

Assumendo una attenuazione delle onde sinusoidali, la soluzione della equazione è:

$$H_z = H_{z0} e^{-\alpha z} e^{-i(\omega t - kz)} \quad B.58$$

da cui

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = i\omega H_z \quad B.59$$

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = (\alpha + ik) H_z \quad B.60$$

Sostituendo le B.59 e B.60 nell'equazione B.56 si ottiene:

$$i\omega\mu\sigma = (\alpha + ik)^2 = \alpha^2 + 2ik\alpha - k^2 \quad B.61$$

dove parte reale e parte immaginaria sono rispettivamente:

$$\alpha^2 = k^2$$

$$\omega\mu\sigma = 2k\alpha$$

Solo il valore positivo del coefficiente di attenuazione  $\alpha$  è coerente con una diminuzione dell'ampiezza all'aumentare di  $z$ , quindi:

$$\alpha = k = \sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}} \quad B.62$$

da cui è data la velocità  $c$  delle onde elettromagnetiche piane

$$c = \frac{\omega}{k} = \sqrt{\frac{2\omega}{\mu\sigma}} \quad B.63$$

Queste soluzioni possono anche essere ottenute utilizzando  $E$  come variabile di  $H$ , quindi possono essere applicati alla densità corrente  $J$  usando  $J = \sigma E$ . L'attenuazione delle onde è spesso espressa in termini di profondità di penetrazione  $\delta$  (skin depth), definito come profondità  $\delta$  sotto la superficie (dove  $z=0$ ) alla quale l'ampiezza (ad es.  $H_{z0}$  o  $J_{z0}$ ) riduce a  $1/e$  del suo valore di superficie. Ponendo  $z = \delta$  nell'equazione B.58, si ottiene  $\alpha\delta = 1$ , in modo che:



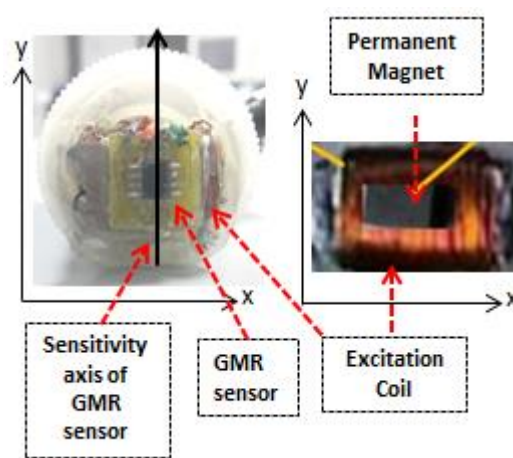
$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} \quad \text{B. 64}$$

ricordando che l'equazione B.64 si applica solo alle onde piane.

## APPENDICE C

### Sonda EC-NDT a singolo avvolgimento

La sonda EC-NDT a singolo avvolgimento è composta da un sensore di campo magnetico GMR AAH002-02 di NVE, un magnete permanente e una bobina eccitante.



*Figura C. 1: Sonda EC a singolo avvolgimento*

Per quanto riguarda la bobina di eccitante, ha una forma rettangolare ed è composta da 288 spire con dimensioni pari a  $22\text{ mm} \times 10\text{ mm} \times 1,6\text{ mm}$ . Il sensore GMR è posizionato con asse di sensibilità ortogonale al campo magnetico generato dalla bobina, ed il magnete permanente è adottato per polarizzare correttamente il sensore ed ottenere sensibilità massima. La Fig. C.1 mostra una immagine schematica della sonda per EC-NDT con un dettaglio sulla disposizione della bobina eccitante, del magnete permanente e del sensore GMR. Maggiori dettagli possono essere trovati nel riferimento [23].

## RIFERIMENTI

- [1] American Society for Nondestructive Testing (ASNT), [www.asnt.org](http://www.asnt.org).
- [2] Associazione Italiana Prove non Distruttive (AIPnD), [www.aipnd.it](http://www.aipnd.it).
- [3] L. Spendla, M. Kebisek, P. Tanuska and L. Hrcaka, "Concept of predictive maintenance of production systems in accordance with industry 4.0," 2017 IEEE 15th International Symposium on Applied Machine Intelligence and Informatics (SAMI), Herl'any, 2017, pp. 405- 410.
- [4] S. Hussain and H. A. Gabbar, "Non-destructive testing of machines to reduce maintenance time and cost," 2012 Proceedings Annual Reliability and Maintainability Symposium, Reno, NV, 2012, pp. 1-6.
- [5] Report on Non-destructive Test Methods for Evaluation of Concrete in Structures Reported by American Concrete Institute (ACI) Committee 228-2013
- [6] Directive 85/374/EEC, amended by Directive 99/34/EC, "EU Directive on the responsibility for defective products," 1999.
- [7] NORMA UNI EN 13018:2016 "Prove non Distruttive - Esame visivo - Principi generali".
- [8] UNI EN ISO 3452-1:2013: "Prove non Distruttive - Esami con liquidi penetranti - Principi generali".
- [9] UNI EN ISO 5579:2014: "Prove non Distruttive - Principi generali per l'esame radiografico di materiali metallici mediante raggi X e gamma".
- [10] "Electrical and Magnetic Methods of Non-destructive Testing", Springer Science Business Media Dordrecht, Second edition 1997
- [11] UNI EN ISO 15549:2019: "Prove non distruttive - Controllo mediante correnti indotte - Principi generali".
- [12] G. Betta, L. Ferrigno, M. Laracca, P. Burrascano, M. Ricci and G. Silipigni, "An experimental comparison of multi-frequency and chirp excitations for eddy current testing on thin defects". Measurement, vol. 63, pp. 207-220, March 2015.
- [13] A. Bernieri, G. Betta, L. Ferrigno, M. Laracca, "Crack Depth Estimation by Using a Multi-Frequency ECT Method," IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 62, No. 3, pp. 544-552, Jan 2013.
- [14] J. R. Claycomb, N. Tralshawala, and J.H. Miller, Jr., "A theoretical investigation of eddy current induction for nondestructive evaluation by superconducting quantum interference devices, IEEE Transactions on Magnetics. vol. 36. OD. 292-298. Januarv 2000.
- [15] E. Smith, T. Posluszny, "Uniform field generating eddy current testing processing method and apparatus", United States Patent 4594549, 1986.

- [16] J. R. Bowler, and T. P. Theodoulidis, “Coil impedance variation due to induced current at the edge of a conductive plate”, *Journal of physics D: Applied Physics*, vol. 39, pp. 2862-2868, 2006.
- [17] J.R. Bowler, N. Harfield, Evaluation of probe impedance due to thin skin eddy current interaction with surface cracks, *IEEE Transactions on Magnetics* 34 (2) (March 1998) 515–523.
- [18] UNI EN ISO 20339:2017 “Prove non distruttive - Apparecchiature per il controllo mediante correnti indotte - Caratteristiche e verifica della sonda Array”.
- [19] UNI EN ISO 15548-1:2014 “Prove non distruttive - Apparecchiatura per controllo mediante correnti indotte - Parte 1: Caratteristiche della strumentazione e modalità di verifica”.
- [20] UNI EN ISO 15548-2:2014 “Prove non distruttive - Apparecchiatura per controllo mediante correnti indotte - Parte 2: Caratteristiche della sonda e modalità di verifica”.
- [21] D. Pasadas, H. G. Ramos and F. Alegria, "Handheld instrument to detect defects in conductive plates with a planar probe" 2011 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, Binjiang, 2011, pp. 1-6.
- [22] D. E. Aguiam, L. S. Rosado, P. M. Ramos and M. Piedade, "Portable instrument for eddy currents Non-Destructive Testing based on heterodyning techniques," 2014 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC) Proceedings, Montevideo, 2014, pp. 1368-1372.
- [23] G. Betta, L. Ferrigno, M. Laracca, “GMR-based ECT Instrument for Detection and Characterization of Crack on Planar Specimen: a Handheld Solution”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 61, No. 2, pp. 505-512, February 2012.
- [24] Lamb, H. “On waves in an elastic plate” – *proc. R. Soc. London, A*, 93. 1916-114.
- [25] “Ultrasonic and advanced methods for non-destructive testing and characterization” - Published by World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd. 5 Toh Tuck Link, Singapore 596224. 2007.
- [26] “Ultrasonic Testing of Materials” Josef Krautkramer, Herbert Krautkramer, 4th Fully Revised Edition, Springer-Vedag Berlin Heidelberg 1990.
- [27] Associazione Italiana Prove Non Distruttive (AIPND)- “Controlli Non Distruttivi Metodo Ultrasonico” 2a edizione.
- [28] UNI EN ISO 16810:2014 “Prove non distruttive - Esame ad ultrasuoni - Principi generali”.
- [29] UNI EN ISO 16823:2014 “Prove non distruttive - Esami ad ultrasuoni - Tecnica per trasmissione”.
- [30] UNI EN ISO 16828:2014 “Prove non distruttive - Esami ad ultrasuoni - Tecnica a diffrazione del tempo di volo come metodo di rilevamento e dimensionamento delle discontinuità”.
- [31] UNI EN ISO 16809:2019 “Prove non distruttive - Misurazione dello spessore mediante ultrasuoni”.

- [32] UNI CEN ISO/TS 19397:2018 “Determinazione degli spessori dei rivestimenti utilizzando una strumentazione ad ultrasuoni”.
- [33] Burrascano Pietro, Callegari Sergio, Montisci Augusto, Ricci Marco, Versaci Mario (2015). *Ultrasonic Nondestructive Evaluation Systems: Industrial Application Issues*. Springer International Publishing, ISBN: 978-3-319-10565-9, doi: 10.1007/978-3-319-10566-6.
- [34] David Hutchins, Pietro Burrascano, Lee Davis, Stefano Laureti, Marco Ricci (2014). Coded waveforms for optimised air-coupled ultrasonic nondestructive evaluation. *ULTRASONICS*, vol. 54, p. 1745-1759, ISSN: 0041-624X, doi: 10.1016/j.ultras.2014.03.007.
- [35] M. Ricci, L. Senni, P. Burrascano, R. Borgna, S Neri and M Calderini (2012). Pulse-compression ultrasonic technique for the inspection of forged steel with high attenuation. *INSIGHT*, vol. 54, p. 91-95, ISSN: 1354-2575, doi: 10.1784/insi.2012.54.2.91.
- [36] Marco Ricci, Luca Senni, Pietro Burrascano (2012). Exploiting Pseudorandom Sequences to Enhance Noise Immunity for Air-Coupled Ultrasonic Nondestructive Testing. *IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT*, vol. 61, p. 1-11, ISSN: 0018-9456, doi: 10.1109/TIM.2012.2200409.
- [37] N. Sergeeva-Chollet, M. Pelkner, T. Erthner, M. Kreutzbruck, C. Fermon, et al. “Eddy Current Probes Based on Magnetoresistive Array Sensors as Receivers,” 19<sup>th</sup> World Conference on Non-Destructive Testing 2016, Baltimore, United States, 2016.
- [38] A. Bernieri, G. Betta, L. Ferrigno, M. Laracca, S. Mastrostefano, "Multifrequency Excitation and Support Vector Machine Regressor for ECT Defect Characterization," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol.63, No.5, pp.1272,1280, May 2014.
- [39] L. Yin et al., "Imaging and detection of cracks based on a multifrequency electromagnetic scanning instrument and SVM," 2017 IEEE International Conference on Imaging Systems and Techniques (IST), Beijing, 2017, pp. 1-5.
- [40] Ramos, H., Postolache, O., Alegria, F. C., & Lopes-Ribeiro, A. (2009, May). Using the skin effect to estimate cracks depths in metallic structures. *Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (I 2 MTC 2009)* (pp. 1361-1366).
- [41] J. Kral, R. Smid, H. M. G. Ramos and A. L. Ribeiro, "The Lift-Off Effect in Eddy Currents on Thickness Modelling and Measurement," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 7, pp. 2043-2049, July 2013.
- [42] I. Marinova, S. Hayano and Y. Saito, “Polyphase Eddy Current Testing”, *J. Appl. Physics*, Vol. 75, No. 10, pp. 5904-5906, 1994.
- [43] J. Baker-Jarvis, M. D. Janezic, P. D. Domich and R. G. Geyer, "Analysis of an open-ended coaxial probe with lift-off for nondestructive testing," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 43, no. 5, pp. 711-718, Oct 1994.

- [44] Deboshree Roy, Balbhadra Kumar Kaushik, Rakesh Chakraborty, (2013) "A novel E-shaped coil for eddy current testing", *Sensor Review*, Vol. 33 Issue: 4, pp.363-370, <https://doi.org/10.1108/SR-07-2012-666>.
- [45] M. v. Kreutzbruck, U. Baby, A. Theiss, M. Muck and C. Heiden, "Inspection of Aircraft Parts with High Remanent Magnetization by Eddy Current SQUID NDE", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, Vol. 9, No. 2, June 1999.
- [46] M. Fardmanesh, F. Sarreshtedari, A. Pourhashemi, E. Ansari, M. A. Vesaghi, J. Schubert, M. Banzet and H. J. Krause, "Optimization of NDE Characterization Parameters for a RF-SQUID Based System Using FEM Analysis", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, Vol. 19, No. 3, June 2009.
- [47] D. F. He, "Eddy-current NDE Using an AMR Magnetometer", *Proc. Of Progress in Electromagnetics Research Symposium*, pp. 767-769, Moscow, Russia, August 18-21, 2009.
- [48] M. Pelkner, Th. Erthner, V. Reimund, M. Kreutzbruck, N. Sergeeva-Chollet, "MR-based eddy current probe design for hidden defects", *Proc. of 11th European Conference on Non-Destructive Testing (ECNDT 2014)*, Prague, Czech Republic, October 6-10, 2014.
- [49] L. Bettaieb, H. Kokabi and M. Poloujadoff, "A Simple Electromagnetic Analysis of Magnetic NDE Using a Double Rectangular Coil and a Hall Effect Sensor", *Advanced Electromagnetics*, Vol. 1, No. 3, October 2012.
- [50] A. Bernieri, G. Betta, L. Ferrigno, M. Laracca, A. Rasile, "ECT Probe Improvement for In-Service Non-Destructive Testing on Conductive Materials", *Proceeding of IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference-I2MTC 2018*, Houston, TX, USA, pp. 169-173, 14-17 May 2018.
- [51] A. Bernieri, G. Betta, L. Ferrigno, M. Laracca, "Improving Performance of GMR Sensors," *Sensors Journal*, IEEE, vol.13, no.11, pp.4513,4521, Nov. 2013.
- [52] Bernieri, A., Ferrigno, L., Laracca, M., Rasile, A., "Eddy Current Testing Probe Based on Double-Coil Excitation and GMR Sensor"- *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 68(5),8624304, pp. 1533-1542, 2019.
- [53] Vacher, F., F. Alves, and C. Gilles-Pascaud, "Eddy current nondestructive testing with giant magneto-impedance sensor," *NDT & E International*, Vol. 40, No. 6, 439-442, 2007.
- [54] T Dogaru and S T Smith, 'Giant Magnetoresistance-Based Eddy-Current Sensor', *IEEE Transaction on Magnetics*, Vol 37, No. 5, pp. 3831-3838, September 2001.
- [55] P.-Y. Joubert, Y. Le Bihan, "Multi sensor probe and defect classification in eddy current tubing inspection", *Sensors and Actuators A*, vol.129, pp. 10-14, (2006).
- [56] A. Jander, C. Smith, R. Schneider, "Magnetoresistive sensors for nondestructive evaluation" *Proceedings - SPIE, The Internat. Society for Optical Engineering* 5770 (2005) 1-13.

- [57] H. Pandana, L. Gan, M. Dreyer, C. Krafft, and R. D. Gomez, "Magnetoresistance of Ferromagnetic Point Junctions From Tunneling to Direct Contact Regimes" IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 40, No. 4, July 2004.
- [58] Z. Qian, X. Zhang, "Analysis of Characteristic of Giant Magnetoresistance Sensor applied in Electronic Current Transformer" - IEEE 8th International Conference on Properties & applications of Dielectric Materials, 2006.
- [59] Betta, G., Capriglione, D., Ferrigno, L., Rasile, A., "Improving the performance of an AMR-based current transducer for metering applications" - Lecture Notes in Electrical Engineering, 431, pp. 355-364, 2018.
- [60] Bernieri, A., Ferrigno, L., Laracca, M., Rasile, A., "An AMR-Based Three-Phase Current Sensor for Smart Grid Applications" - IEEE Sensors Journal 17(23),7974752, pp. 7704-7712, 2017.
- [61] 1 and 2-Axis Magnetic Sensors HMC1001/1002/1021/1022 datasheet, Honeywell International Inc, Plymouth, MN, 2008, Available: <http://www.honeywell.com>
- [62] AA/AB-Series Analog Magnetic Sensors datasheet, NVE Corporation, Available: <https://www.nve.com>
- [63] TMR2905 Magnetic Sensors datasheet, Multi Dimension Sensing the Future, Available: <http://www.dowaytech.com>
- [64] Application Notes for GMR Sensors, NVE Corporation, Available: <https://www.nve.com>
- [65] Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier AD620, Analog Device, Available: <https://www.analog.com>
- [66] TMR2305 3 axis TMR linear sensor datasheet, Multi Dimension Sensing the Future, Available: <http://www.dowaytech.com>
- [67] "AN209 Magnetic Current Sensors application notes, Honeywell International Inc, Plymouth, MN, 2008, Available: <http://www.honeywell.com>
- [68] A. Taratorin Integral Solutions International, Santa Clara, CA 95054 USA, Measurement of Effective Free Layer Magnetization Orientation of TMR Sensors, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No.10, October 2009.
- [69] Veerakumar Venugopal, Guoguang Wu, Scott Stokes, and Huaqing Yin Seagate Technology, Bloomington, MN 55435 USA, "Pattern Dependence of TMR Sensor Noise", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 51, No. 11, NOVEMBER 2015.
- [70] Veerakumar Venugopal, Guoguang Wu, and Scott Stokes Seagate Technology, Bloomington, MN 55435 USA, "Bias Point Shift in the TMR Sensor Under the Media Field", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 52, No.7, July 2016.
- [71] Bernieri, A., Betta, G., Ferrigno, L., Laracca, M., Rasile, A., "Characterization of a TMR sensor for EC-NDT applications" - Lecture Notes in Electrical Engineering, 539, pp. 229-236, 2019.
- [72] <https://www.olympus-ims.com/it/nortec600/>
- [73] Bernieri, A., Betta, G., Ferrigno, L., Laracca, M., Rasile, A., "Improvement of the frequency behavior of an EC-NDT inspection system" - Lecture Notes in Electrical Engineering 539, pp. 629-638 ,2019.

- [74] P. Pallav, T.H. Gan, D.A.Hutchins, Elliptical-Tukey chirp signal for high-resolution, aircoupled ultrasonic imaging, *IEEE Trans. on Ultr., Ferr. and Freq. Contr.*, 54, (8), 1530-40, (2007).
- [75] T. Misaridis, J.A. Jensen, "Use of Modulated excitation Signals in Medical Ultrasound. Part I: Basic Concepts and Expected Benefits", *IEEE Trans. on Ultr., Ferr. and Freq. Contr.* 52, (2), 177-191 2005; & "Part II: Design and Performance for Medical Imaging Applications", 192-207 (2005);
- [76] T.H. Gan, D.A. Hutchins, D.R. Billson and D.W. Schindel, "The use of broadband acoustic transducers and pulse-compression techniques for air-coupled ultrasonic imaging", *Ultrasonics*, 39, (3), 181-194 (2001).
- [77] UNI EN 15317: 2013 "Prove non distruttive - Esame a ultrasuoni - Caratterizzazione e verifica dell'apparecchiatura per la misurazione dello spessore".
- [78] UNI EN ISO 16811: 2014 "Prove non distruttive - Esami ad ultrasuoni - Regolazione della sensibilità e dell'intervallo di misurazione della base dei tempi".
- [79] UNI EN 12668-1: 2010 "Prove non distruttive - Caratterizzazione e verifica delle apparecchiature per esame ad ultrasuoni - Parte 1: Apparecchi".
- [80] UNI EN 12668-2: 2010 "Prove non distruttive - Caratterizzazione e verifica delle apparecchiature per esame ad ultrasuoni - Parte 2: Sonde".
- [81] UNI EN ISO 16826:2014 "Prove non distruttive - Esami ad ultrasuoni - Esame delle discontinuità perpendicolari alla superficie".
- [82] UNI EN 10228-4:2016 "Prove non distruttive dei fucinati di acciaio - Parte 4: Controllo con ultrasuoni dei fucinati di acciaio inossidabile austenitico ed austeno-ferritico".
- [83] UNI EN 10308:2004 "Prove non distruttive - Controllo con ultrasuoni delle barre di acciaio".
- [84] UNI EN ISO 16827:2014 "Prove non distruttive - Esami ad ultrasuoni - Caratterizzazione e dimensionamento delle discontinuità".
- [85] UNI EN 4050-4:2013 "Serie aerospaziale - Metodi di prova per materiali metallici - Ispezione ultrasonora di barre, piatti, barre da forgiare e stampati - Parte 4: Criteri di accettazione".
- [86] F. Ykhlef; M. Arezki; A. Guessoum; D. Berkani, "A wavelet denoising method to improve detection with ultrasonic signal", *proceedings of 2004 IEEE International Conference on Industrial Technology*, pp.1-6, DOI: 10.1109/ICIT.2004.1490771.
- [87] Wenshu L., Haokai X. and Jinzhuo W., "Study on the Denoising Processing of Ultrasonic Testing Signal for Standing Trees Based on Wavelet Transform", *International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition*, Vol.9, No.1 (2016), pp.125-134.
- [88] San Emeterio, J.L. & Rodriguez-Hernandez, M.A. "Wavelet Cycle Spinning Denoising of NDE Ultrasonic Signals Using a Random Selection of Shifts", *Journal of Nondestruct Eval* (2015) 34: 270. doi:10.1007/s10921-014-0270-8.
- [89] Yufeng Lu1, Erdal Oruklu, Jafar Saniie, "Chirplet Signal and Empirical Mode Decompositions of Ultrasonic Signals for Echo Detection and Estimation",



- Journal of Signal and Information Processing, Vol. 4 No. 2 (2013), Article ID: 30999, 9 pages DOI:10.4236/jsip.2013.42022.
- [90] Guang-Ming Zhang & David M. Harvey, "Contemporary ultrasonic signal processing approaches for nondestructive evaluation of multilayered structures", *Journal Nondestructive Testing and Evaluation* Vol. 27, no 1, pp 1-27, 2012.
  - [91] Steven P. Neal, Paul L. Speckman, and Michael A. Enright, Flaw Signature Estimation in Ultrasonic Nondestructive Evaluation Using the Wiener Filter with Limited Prior Information. *IEEE Transactions on ultrasonic, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 40, No, 4 July 1993.
  - [92] Nayan M., Yepuganti K., Sourabh T., "Design of Matrix Wiener Filter for Noise Reduction and Speech Enhancement in Hearing Aids", *IEEE International Conference on Recent Trends, In Electronics Information Communication Technology*, May 20-21, 2016, India.
  - [93] Piotr M., Jean-Luc S., Pierre G. and Piotr J. C., "The Wiener Filter Applied to EMI Decomposition", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, No. 6, November 2008.
  - [94] Ranjushree Pal, "Comparison of the design of FIR and IIR filters for a given specification and removal of phase distortion from IIR filters", *International Conference on Advances in Computing, Communication and Control (ICAC3)*, 2017.
  - [95] Pavel Z. and Miroslav V., "Analytical Design Method for Optimal Equiripple Comb FIR Filters, *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, Vol. 52, No. 2, February 2005.
  - [96] Yu. A. Grebenko and R. I. Polyak, "Choosing a FIR filter order for the linearization of an analog LPF phase response", *Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO)*, 2018.
  - [97] R. El Guerjouma, A. Mouchtachi, Y. Jayet and J.C. Bahoux., "Nondestructive evaluation of graphite by ultrasonic velocity measurement using cross-correlation and Hilbert transform methods", *IEEE Ultrasonics Symposium Proceedings*, 1992.
  - [98] Bima S., Panji R., Monang K. N., "VLSI Design for 3D-Ultrasonic Source Localization using General Cross Correlation and Triangulation Algorithm", *International Symposium on Electronics and Smart Devices (ISESD)* November 29-30, 2016.
  - [99] Wei-Che Chien, Wei-Min Liu, An-Bang Liu, "Envelope approximation on doppler ultrasound spectrogram for estimating flow speed in carotid artery", *2016 International Computer Symposium*.
  - [100] Minghui Li, Gordon Hayward, "A Rapid Approach to Speckle Noise Reduction in Ultrasonic Non-Destructive Evaluation Using Matched Filters", *IEEE International Ultrasonics Symposium*, 2014.
  - [101] Costin V., Petrut T.-I., Cornel I., Valentin S., Jérôme M., Ion C., "Ultrasound Testing of Metallic Structures using a Dual Symmetric Path Inspection and a Matched Filter-based Method", *5th IEEE International Workshop on*

- Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP), 2013.
- [102] Thiago R. F. M., Carlos H. N. M., Milena F. P., Carlos A. D., “Variable Window Length Applied to A Modified Hanning Filter For Optimal Amplitude Estimation of Power Systems Signals”, IEEE Power & Energy Society General Meeting, 2015.
  - [103] Bernieri, A., Ferrigno, L., Laracca, M., Rasile, A., Ricci, M., “Ultrasonic nondestructive testing on aluminium forged bars”, 4th IEEE International Workshop on Metrology for AeroSpace, MetroAeroSpace 2017 – Proceedings 7999569, pp. 223-227, 2017.
  - [104] Bernieri, A., Ferrigno, L., Laracca, M., Rasile, A., Ricci, M., “Ultrasonic NDT on aluminum bars: An experimental performance comparison of excitation and processing techniques”, Measurement: Journal of the International Measurement Confederation, 128, pp. 393-402, 2018.
  - [105] Lenz, J., & Edelstein, “Magnetic sensors and their application”, IEEE Sensors Journal, Vol.6, No.3, pp.631-649, A. S. 2006.
  - [106] T. Kundu, Ultrasonic Nondestructive Evaluation: Engineering and Biological Material Characterization. CRC Press, 2004. [Online]. Available: <http://books.google.ca/books?id=-aL4Li-j2mkC>.
  - [107] C. D. Wells, “The commercial role of ndt in the context of a changing world.” Insight, vol. 36, pp. 334–341, 1994.
  - [108] V. Shanmugam, “NDT Tech Wars: Ultrasound vs. Radiography,” Retrieved June 27, 2012, from, <http://www.frost.com/prod/servlet/market-insight-top.pag?docid=238750264> July 2011.
  - [109] J. Krautkramer and H. Krautkramer, Ultrasonic testing of materials, 4th ed. Springer-Verlag, 1990.
  - [110] J. Venczel, “Oblique flaw detection using ultrasonic transducers,” U.S. Patent 20 080 289 424, November 27, 2008.
  - [111] G. A. Matzkanin and H. T. Yolken, “Selecting a nondestructive testing method: Ultrasonic testing,” American Welding Society, vol. 87, pp. 26–30, 2008.
  - [112] M. Moles, “Defect sizing in pipeline welds: What can we really achieve?” ASME Conference Proceedings, vol. 2004, no. 46792, pp. 31–39, 2004. Available: <http://link.aip.org/link/abstract/ASMECP/v2004/i46792/p31/s1>
  - [113] J. Charlesworth and J. Temple, Engineering Applications of Ultrasonic Time of-Flight Diffraction, 2nd ed. Research Studies Press LTD, 2001.
  - [114] W. H. Cubberly, R. Bakerjian, and S. of Manufacturing Engineers., Tool and manufacturing Engineers handbook. Dearborn, Mich.: Society of Manufacturing Engineers, 1989.
  - [115] A. Zahi Ulul, Suprijanto and A. Rodik Wijaya, “Prototype of Programmable High Voltage Pulse Generator for Simulator NDT based on Ultrasound Wave”, 6th International Conference on Instrumentation, Control, and Automation (ICA) Bandung, Indonesia. 31 July – 2 August 2019
  - [116] Eaglekumar G. Tarpara and V.H. Patankar, “Design and development of high voltage ultrasonic spike pulser for immersion applications”, International Conference on Intelligent Computing, Instrumentation and Control Technologies (ICICT), Kannur, India, 6-7 July 2017.

- [117] Jian-Xing Wu, Yi-Chun Du, Chia-Hung Lin, Pei-Jarn Chen and Tainsong Chen, “A Novel Bipolar Pulse Generator for Highfrequency Ultrasound System”, 2013 IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS), Prague, Czech Republic, 21-25 July 2013.
- [118] Xiaochen Xu, Jesse T. Yen and K. Kirk Shung, “A Low-Cost Bipolar Pulse Generator for High-Frequency Ultrasound Applications”, *ieee transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 54, no. 2, february 2007.
- [119] Chih-Kuang Yeh, Shin-Yuan Su, and Che-Chou Shen, “Microbubble Destruction by Dual-High-Frequency Ultrasound Excitation”, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 56, no. 5, May 2009.
- [120] Yuling Chen and Jesse T. Yen, “Image Contrast Enhancement using Dual Apodization with Cross-correlation and Beamforming by Spatial Matched Filtering”, *IEEE International Ultrasonics Symposium (IUS)*, Prague, Czech Republic, 2013.
- [121] Thanassis Misaridis and Jørgen Arendt Jensen, “Use of Modulated Excitation Signals in Medical Ultrasound”, *ieee transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 52, no. 2, february 2005.
- [122] Sai Chun Tang and Gregory T. Clement, “Standing wave suppression in transcranial ultrasound therapy using random-signal-modulation excitation”, *IEEE Ultrasonics Symposium*, Beijing, China, 2008.
- [123] Tarcisio M. Dantas, Rodrigo P. B. Costa-Felix, and João C. Machado, “Improved Range Resolution and Side Lobe Level of Ultrasound Echoes Using Nonlinear Frequency-modulated Excitation Signal and Modified Compressing Filter”, *IEEE International Ultrasonics Symposium*, Orlando, FL, USA, 2011.
- [124] Marco Ricci, Stefano Laureti, David Hutchins and Lee Davis: “A comparison of coded waveforms for air-coupled ultrasonic inspection” *18th International Conference on Digital Signal Processing (DSP)*, Fira, Greece, 2013.
- [125] Costin Vasile, Petrut Teodor-Ion, Cornel Ioana, Valentin Sgârciu, Jérôme Mars and Ion Candel, “Ultrasound Testing of Metallic Structures using a Dual Symmetric Path Inspection and a Matched Filter-based Method”, *5th IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP)*, 2013.
- [126] P. Cawley, “Non-destructive testingcurrent capabilities and future directions,” *Proceedings of the I MECH E Part L Journal of Materials: Design and Applications*, vol. 215, no. 4, pp. 213–223, 2001. [Online]. Available: <http://www.catchword.com/rpsv/cgi-bin/cgi?ini=xref&body=linker&reqdoi=10.1243/1464420011545058>
- [127] H.-C. Wu, N. Gupta, and P. Mylavarapu, “Blind multiridge detection for automatic nondestructive testing using ultrasonic signals,” *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, *IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 10, pp.1902 –1911, october 2006.
- [128] L. Satyanarayan, K. B. Kumaran, C. Krishnamurthy, and K. Balasubramaniam, “Inverse method for detection and sizing of cracks in thin sections using a hybrid genetic algorithm, based signal parametrisation,” *Theoretical and Applied Fracture Mechanics*, vol. 49, no. 2, pp. 185 – 198, 2008. [Online].

- Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/B6V55-4R9GGMG-2/2/083f42f3072b8ede86c3279b996b8ae6>.
- [129] G. H. Wilkie, T. J. Elm, and D. L. Engen, "Comparison of crack detection in-line inspection tools," in Proceedings of the 4th International Pipeline Conference, Calgary, Alberta, 2002, 'CD-ROM'.
  - [130] A. M. Sabatini, "A digital-signal-processing techniques for ultrasonic signal modeling and classification," IEEE transactions on instrumentation and measurement, vol. 50, no. 1, pp. 15–21, 2001.
  - [131] A. Raghavan and C. E. S. Cesnik, "Review of guided-wave structural health monitoring," The Shock and Vibration Digest, vol. 39, no. 2, pp. 91–114, 2007.
  - [132] Z. Qi, Q. Pei-Wen, L. Qing-kun, C. Tian-lu, and H. Tao, "Application of empirical mode decomposition to ultrasonic signal," in Ultrasonics Symposium, 2005 IEEE, vol. 3, sept. 2005, pp. 1789 – 1792.
  - [133] D. V. Perov, A. B. Rinkevich, and Y. G. Smorodinskii, "Wavelet filtering of signals from ultrasonic flaw detector," Russian Journal of Nondestructive Testing, vol. 38, pp. 869–882, 2002, 10.1023/A:1023852822195. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1023/A:1023852822195>
  - [134] J. Lazaro, "Noise reduction in ultrasonic ndt using discrete wavelet transform processing," in Ultrasonics Symposium, 2002. Proceedings. 2002 IEEE, vol. 1, oct. 2002, pp. 777 – 780 vol.1.
  - [135] J. Lazaro, J. S. Emeterio, A. Ramos, and J. Fernandez-Marron, "Influence of thresholding procedures in ultrasonic grain noise reduction using wavelets," Ultrasonics, vol. 40, no. 1-8, pp. 263 – 267, 2002. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0041624X0200149X>
  - [136] T. lu Chen, P. wen Que, Q. Zhang, and Q. kun Liu, "Ultrasonic signal identification by empirical mode decomposition and hilbert transform," Review of Scienti\_c Instruments, vol. 76, no. 8, p. 085109, 2005. [Online]. Available: <http://link.aip.org/link/?RSI/76/085109/1>
  - [137] Y.-m. Mao and P.-w. Que, "Application of hilbert-huang signal processing to ultrasonic non-destructive testing of oil pipelines," Journal of Zhejiang University - Science A, vol. 7, pp. 130–134, 2006, 10.1631/jzus, 2006.A0130. Available: <http://dx.doi.org/10.1631/jzus.2006.A0130>
  - [138] E. Pardo, J. S. Emeterio, M. Rodriguez, and A. Ramos, "Noise reduction in ultrasonic ndt using undecimated wavelet transforms," Ultrasonics, vol.44, Supplement, pp. e1063 – e1067, 2006, proceedings of Ultrasonics International and World Congress on Ultrasonics (WCU). [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0041624X06001338>
  - [139] E. Pardo, J. L. San Emeterio, M. A. Rodriguez, and A. Ramos, "Shift invariant wavelet processing of ultrasonic traces," in XIX Congreso Internacional de Acstica (ICA2007). Sociedad Espaola de Acstica (SEA), 2007. [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/10261/5325>
  - [140] Q. Zhang, P.-w. Que, and W. Liang, "Applying sub-band energy extraction to noise cancellation of ultrasonic ndt signal," Journal of Zhejiang University-Science A, vol. 9, pp. 1134–1140, 2008, 10.1631/jzus. A0720072. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1631/jzus.A0720072>

- [141] M. Kubinyi and R. Smid, "Ultrasonic denoising with a modified wavelet filter," in *Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems (IDAACS)*, 2011 IEEE 6th International Conference on, vol. 1, sept. 2011, pp. 479–482.
- [142] J. Bamber and C. Daft, "Adaptive filtering for reduction of speckle in ultrasonic pulse-echo images," *Ultrasonics*, vol. 24, no. 1, pp. 41 – 44, 1986.  
<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0041624X86900727>
- [143] X. Li, N. Bilgutay, and R. Murthy, "Spectral histogram using the minimization algorithm-theory and applications to flaw detection," *Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 2, pp. 279 –284, Mar. 1992.
- [144] K. Donohue and H. Cheah, "Spectral correlation filters for flaw detection," in *Ultrasonics Symposium, 1995. Proceedings., 1995 IEEE*, vol. 1, Nov. 1995, pp. 725 –728 vol.1. J. R. Houghton and P. Shen, "Ultrasonic reflector classification with autoregressive models," *Research in Nondestructive Evaluation*, vol. 1, pp. 235–246, 1990, 10.1007/BF01608221. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1007/BF01608221>
- [145] T. Bouden, S. Dib, K. Aissaous and M. Grimes, "Signal Processing Methods for Materials Defects Detection", *IEEE International Ultrasonics Symposium*, Rome, Italy, 20-23 Sept. 2009.